

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR

Der praktische Funkamateur · Band 39

Einseitenbandtechnik

HARRY BRAUER

Einseitenbandtechnik



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 26. Februar 1963

1.—10. Tausend
Deutscher Militärverlag, Berlin 1963
Lizenz-Nr. 5
Zeichnungen: Brigitta Westphal
Lektor: Wolfgang Stammler
Vorauskorrektor: Evelyn Lemke
Korrektor: Reinhold Herrmann
Hersteller: Jürgen Hecht
Gesamtherstellung: Druckerei Völkerfreundschaft, Dresden
EVP: 1,90 DM
Das 8. Kapitel wurde von Oberleutnant Ing. Höhne geschrieben

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Die starke Belegung der Kurzwellenbereiche und das Bestreben, eine sichere drahtlose Verkehrsabwicklung zu garantieren, waren die Wegbereiter zur Einführung der Einseitenbandtelefonie im kommerziellen Funkdienst. Dieses relativ neue Modulationsverfahren bietet so zahlreiche, entscheidende Vorzüge, daß es auch im Amateurfunk zusehends an Bedeutung gewinnt. Bei der Neuplanung und beim Ausbau einer Amateurfunkstation wird man deshalb die Möglichkeit, außer in Telegrafie und Zweiseitenbandmodulation auch in dieser Betriebsart arbeiten zu können, nicht außer acht lassen. Das setzt voraus, daß der Amateurfunker sichere Kenntnisse auf diesem umfangreichen und gar nicht einfachen technischen Spezialgebiet besitzt.
Die vorliegende Broschüre will helfen, die erforderlichen Kenntnisse zu erwerben. Es wurde versucht, neben einer stark vereinfachten theoretischen Betrachtung eine Gesamtübersicht über die charakteristischen praktischen Schaltungen der einzelnen Baustufen von SSB-Sendern und ihr Zusammenwirken sowie mehrere komplette Senderschaltungen zu geben, so daß der aufmerksame Leser die Fachliteratur verstehen und eigene Ideen in die Tat umsetzen kann.
Die Lektüre der vorliegenden Broschüre setzt die Kenntnisse voraus, die in Empfänger- und Sendertechnik bei der Prüfung für die Funkgenehmigung gefordert werden.
Das Büchlein soll dazu beitragen, Wissen und Können der jungen Nachrichtensoldaten unserer Nationalen Volksarmee und der Kameraden des GST-Nachrichtensports zu erweitern.

Leipzig, im Dezember 1962

DM 2 APM Harry Brauer

1. Grundlagen

1.1. Die Betriebsarten A_1, A_3 und A_{3a}

Die drahtlose Übermittlung einer Nachricht kann nach verschiedenen Verfahren erfolgen, bei denen das gesprochene Wort entweder unmittelbar übertragen oder vor der Aussendung in Morsezeichen umgesetzt wird. Die zweite Methode, der sogenannte Telegrafiebetrieb, setzt besonders geschultes betriebstechnisches Personal voraus; auch besteht kein unmittelbarer akustischer Kontakt der Gesprächspartner. Eine schnellere und vielseitigere Verkehrsabwicklung bietet der Telefonieverkehr. Der von der Antenne abgestrahlten elektromagnetischen Welle muß das gesprochene Wort gewissermaßen mitgegeben werden, was durch verschiedene technische Verfahren, die unter dem Begriff Modulation zusammengefaßt werden, erfolgt. Neben dem Telegrafiebetrieb A_1 (Tastung des unmodulierten Trägers) sind für den Amateurfunkverkehr die Betriebsarten

A_3 = Telefonie mit vollem Träger und beiden Seitenbändern,
A_{3a} = Telefonie mit unterdrücktem Träger und nur einem Seitenband,
F_3 = Telefonie mit frequenzmoduliertem Träger zugelassen.

Nach einer kurzen Betrachtung des Prinzips der Amplitudenmodulation wollen wir die speziellen Verfahren zur Erzeugung und zum Empfang der Einseitenbandtelefonie kennenlernen.
Wird eine Schwingung in ihrer Amplitude moduliert, so treten außer der Trägerschwingung f_{hf} 2 Seitenbänder auf, die um den Betrag der modulierenden Niederfrequenz f_{nf} unter und über der HF-Schwingung liegen; es entsteht ein
unteres Seitenband ($f_{hf} - f_{nf}$) und ein
oberes Seitenband ($f_{hf} + f_{nf}$).

Modulieren wir nur mit einer einzigen Niederfrequenzschwingung, (z. B. mit 1 kHz), so entstehen lediglich eine obere und eine untere Seitenfrequenz. Die Bandbreite des Senders ergibt sich aus dem Abstand der niedrigsten Frequenz des unteren Seitenbandes zur höchsten Frequenz des oberen Seitenbandes. Beträgt die Trägerschwingung f_{hf} = 14 300 kHz und das modulierende NF-Band 200 bis 3 000 Hz, so liegen die Seitenbänder in den Bereichen 14 297 bis 14 299,8 und 14 300,2 bis 14 303 kHz. Die Bandbreite ist also $b = (14\,303 - 14\,297)$ kHz = 6 kHz; sie

ist also gleich der doppelten höchsten Modulationsfrequenz, $b = 2 \cdot f_{nfmax}$.
Beim Modulieren darf die Amplitude der modulierenden NF-Schwingung höchstens gleich der Amplitude der modulierten HF-Schwingung sein. Man spricht in diesem Falle von hundertprozentiger Modulation, dem Modulationsgrad $m = 1$. In diesem Falle steckt in den Seitenbändern die größtmögliche Energie. Man wird deshalb bei A_3-Betrieb immer einen Modulationsgrad von 100 % anstreben. Das ist aber nur mit der Anodenmodulation und besonderen Vorkehrungen im Modulationsverstärker möglich. Der Anodenmodulator muß eine NF-Leistung abgeben, die gleich dem halben Input der Senderendstufe ist. Ein Sender mit 200 W Input[1] erfordert also einen 100-W-NF-Verstärker. Durch eine mathematische Ableitung erhält man eine Formel, mit deren Hilfe die in den Seitenbändern steckende Leistung berechnet werden kann. Es ist

$$P_m = P_{hf} + \frac{m^2}{4} P_{hfo} + \frac{m^2}{4} P_{hfu} \qquad (1)$$

oder $$P_m = P_{hf} + \frac{m^2}{2} P_{sei}.$$

Es bedeuten:

P_m = gesamte vom Sender abgestrahlte Leistung,
P_{hf} = Leistung der Trägerwelle,
P_{hfo} = Leistung des oberen Seitenbandes,
P_{hfu} = Leistung des unteren Seitenbandes,
m = Modulationsgrad,
P_{sei} = gesamte Seitenbandleistung.

Haben wir beispielsweise einen anodenmodulierten Sender mit 200 W Input und einen Wirkungsgrad der Endstufe von 75 %, so sind 100 W NF-Leistung für hundertprozentige Modulation erforderlich. Die gesamte abgestrahlte Leistung beträgt dann $P_m = (P_{hf} + P_{nf}) \cdot \eta$; $P_m = (200 + 100) \cdot 0{,}75\ W = 225\ W$.
Davon entfallen auf den Träger 150 W und auf die Seitenbänder 75 W, je Seitenband also 37,5 W.

1.2. Das Prinzip der Einseitenbandtelefonie

Da zur Übertragung der Nachrichten ein einziges Seitenband genügt, werden von den insgesamt abgestrahlten 225 W prak-

[1] Eingangsleistung der Endstufe ($P_{in} = U_a \cdot I_a$).

tisch nur 37,5 W ≙ 16,67 % ausgenutzt. Der Gesamtwirkungsgrad der Senderendstufe bezogen auf ein Seitenband liegt nur bei 0,167 · 0,75 = 0,125 oder 12,5 %. Diese Betrachtung gilt für den idealen Fall, daß ständig mit 100 % moduliert wird.
Es fehlte deshalb nicht an Bemühungen, die gesamte Sendeleistung in den beiden Seitenbändern oder noch besser in nur einem Seitenband unterzubringen. In dem einen Fall erhält man die Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger (DSB), im anderen die Einseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger (SSB). In beiden Fällen verzichtet man auf den Träger ganz, oder er wird so stark geschwächt, daß der verbleibende Trägerrest in der Leistungsbilanz vernachlässigt werden kann.
Bild 1 zeigt eine grafische Darstellung der Leistungsverhältnisse bei den 3 genannten Betriebsarten. Da bei Zweiseitenband- und Einseitenbandtelefonie mit unterdrücktem Träger die Endstufe nicht im C-Betrieb mit η = 70 bis 78 %, sondern aus noch zu erläuternden Gründen im AB-Betrieb mit η = 50 bis 65 % arbeiten muß, ergibt sich ein Nutzwirkungsgrad von etwa 30 % beziehungsweise 60 %. Gegenüber den 12,5 % der hundertprozentig ausmodulierten AM-Endstufe ist das ein entscheidender Nutzen. Geht man vergleichsweise gar von einer gittermodulierten Endstufe mit η = 30 % und m = 80 % aus, kommt man zu einem noch weit günstigeren Verhältnis.
Um ein klares Bild von den Leistungsverhältnissen zu erhalten, sei als PA[2]-Röhre eine SRS 551 mit $Q_a = 60$ W angenommen. Sie soll

a) anodenmoduliert (m = 1; η = 0,7),
b) gittermoduliert (m = 0,75; η = 0,32) und
c) im Einseitenbandbetrieb (η = 0,6) gefahren werden.

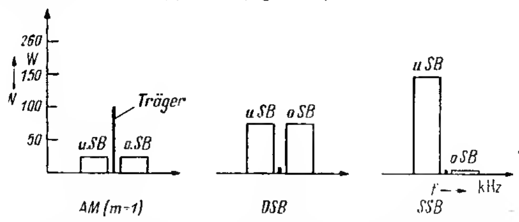


Bild 1 Leistungsverhältnisse und Frequenzspektren bei AM-, DSB- und SSB-Betrieb — Die Leistungen jeweils eines Seitenbandes der einzelnen Betriebsarten verhalten sich wie AM : DSB : SSB = 1 : 3 : 6 = 0 dB : + 4,8 dB : + 7,8 dB

2 Endstufe des Senders.

Man erhält folgende Leistungen:

	Input ohne Modulation	gesamte abgestrahlte Leistung	Trägerleistung	gesamte Seitenbandleistung	Leistung eines Seitenbandes	Input mit Modulation
a) AM anodenmoduliert ..	130 W	135 W	93 W	42 W	21 W	200 W
b) AM gittermoduliert ..	100 W	38 W	30 W	9 W	4,5 W	128 W
c) Einseitenbandmodulation	25 W	90 W	0 W	90 W	90 W	150 W

Die Leistungen eines Seitenbandes verhalten sich wie

$$90\text{ W} : 21\text{ W} : 4{,}5\text{ W} = 100 : 25 : 5 = 20 : 5 : 1.$$

1.3. Die Vorteile der Einseitenbandtelefonie mit unterdrücktem Träger

Der erste entscheidende Vorteil des SSB-Betriebes ist der hohe Nutzwirkungsgrad, der von keiner anderen Modulationsart auch nur annähernd erreicht werden kann.
Vergleicht man die Bandbreite eines AM- mit der eines SSB-Senders, so erkennt man den zweiten Vorteil des SSB-Betriebes. Unter sonst gleichen Verhältnissen ist die Bandbreite des SSB-Senders weniger als halb so groß gegenüber der des AM-Senders.
Obwohl der Mensch Schallschwingungen zwischen 16 und 16 000 Hz (max. 20 000 Hz) zu hören vermag, genügt es vollkommen für eine einwandfreie Sprachverständigung, nur ein schmales Frequenzband zu übertragen, das etwa durch die Frequenzen 300 Hz und 2 500 Hz begrenzt wird. Diese Tatsache macht man sich seit langem im drahtgebundenen Fernsprechverkehr unter Verwendung des billigen Kohlemikrofons zunutze. Für den Funkverkehr ergibt sich durch die Abschneidung der höheren Frequenzen des NF-Bandes der Vorteil einer geringeren Bandbreite. Auf einem gegebenen Frequenzbereich (z. B. 3 600 bis 3 800 kHz) lassen sich dann mehr Stationen unterbringen. Auch wird die Sendeenergie besser zusammengefaßt und ausgenutzt. Damit die Klangfarbe trotz Frequenzbandbeschneidung erhalten bleibt, müssen außer den hohen auch die tiefen Frequenzen begrenzt werden. Die Mittelfrequenz soll bei etwa $f_m = 800$ Hz liegen. Nach oben und nach unten müssen gleich viele Oktaven vorhanden sein.

Beispiel: Die obere Grenzfrequenz soll bei $f_o = 3\,000$ Hz und die Mittelfrequenz bei 800 Hz liegen. Dann muß die untere Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{f^2_m}{f_o} = \frac{800 \cdot 800}{3000} \text{Hz} = 210 \text{ Hz} \qquad (2)$$

betragen. Wird die Mittelfrequenz nach oben verschoben (z. B. $f_m = 1\,000$ Hz, $f_u = 300$ Hz, $f_o = 3\,000$ Hz), erscheint die Klangfarbe heller und umgekehrt.

Eine sehr unangenehme Erscheinung auf den überfüllten Bändern sind die Interferenzstörungen, die durch die Überlagerung zweier benachbarter Trägerfrequenzen entstehen. Die Frequenz des im Empfänger auftretenden Interferenztons ist gleich der Differenz der beiden sich überlagernden Trägerfrequenzen. Da beim SSB-Betrieb der Träger bis auf einen unbedeutenden Rest fehlt, fallen diese Störungen bei dieser Betriebsart weg.

Eine weitere, vom AM-Funk her bekannte Erscheinung ist der selektive Schwund. Er tritt durch unterschiedlich lange Übertragungszeiten der Seitenbänder auf und äußert sich in Lautstärkeschwankungen in Verbindung mit starken Verzerrungen. Auch diese Erscheinung, und das ist ein weiterer Vorteil, fällt beim SSB-Betrieb fort.

Es gibt wohl heute kaum einen Sendeamateur, der noch nicht den Kampf gegen Rundfunk- und Fernsehstörungen (BCI und TVI) aufnehmen mußte. Der SSB-Betrieb schränkt auch diese Erscheinungen weitgehend ein. Dank der erforderlichen Linearverstärker im Einseitenbandsender treten Oberwellen nur noch mit so geringer Energie auf, daß sie mühelos durch ein Antennenfilter unterdrückt werden können. Liegt die Zwischenfrequenz eines Fernsehgerätes jedoch in einem Amateurband (z. B. 21 MHz), oder werden die ersten Stufen des Empfängers durch die große Feldstärke des Amateursenders übersteuert, kann natürlich auch der SSB-Betrieb keine Abhilfe schaffen. In diesem Falle muß man dem Fernsehgerät einen Hochpaß vorschalten, der alle Frequenzen unter etwa 35 MHz sperrt.

1.4. Einseitenband-Modulationssysteme

Die in der Amateurpraxis durchweg gebräuchliche Bezeichnung „SSB" ist in Wirklichkeit ein Sammelbegriff für mehrere, einander ähnliche Modulationssysteme. So unterscheidet man zwischen

SSSC = single-sideband-suppressed-carrier, Einseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger (40 db unter Oberstrichleistung),
SSRC = single-sideband-reduced-carrier, Einseitenbandmodulation mit reduziertem Träger (10 db unter Oberstrich),
SSFC = single-sideband-full-carrier, Einseitenbandmodulation mit ständig vorhandenem, leicht geschwächtem Träger (5 db unter der Oberstrichleistung),
SSCC = single-sideband-controlled-carrier, Einseitenbandmodulation mit schwach reduziertem Träger, der nur in den Modulationspausen ausgestrahlt wird.

Im Amateurfunk wird nur der SSSC-Betrieb angewendet. Die Erzeugung kann entweder durch die Filtermethode, die allgemeine Phasenmethode oder durch die Phasenmethode nach Weaver erfolgen. Für welche Methode man sich entscheidet, dürfte in erster Linie eine Materialfrage sein. Der Aufwand ist bei allen 3 Methoden im Vergleich zu den herkömmlichen Modulationsverfahren relativ hoch. Die Vorteile des SSB-Betriebes sind aber so entscheidend, daß sich trotzdem die Einseitenbandtelefonie sowohl im kommerziellen als auch im Amateurfunk rasch eingeführt hat. Darum gewinnt diese Betriebsart mehr und mehr an Bedeutung.

2. Die Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger (DSB)

Verhältnismäßig einfach läßt sich die DSB-Modulation realisieren. Obwohl sie eine Reihe der Vorzüge der Einseitenbandtelefonie, wie halbe Bandbreite gegenüber einem AM-Sender und besonders großen Nutzwirkungsgrad, nicht aufweisen kann, sei ihr Prinzip erläutert. Vielleicht findet sich doch dieser oder jener Funkamateur, der Versuche mit der DSB-Modulation als Vorstufe zum SSB-Betrieb anstellen möchte.

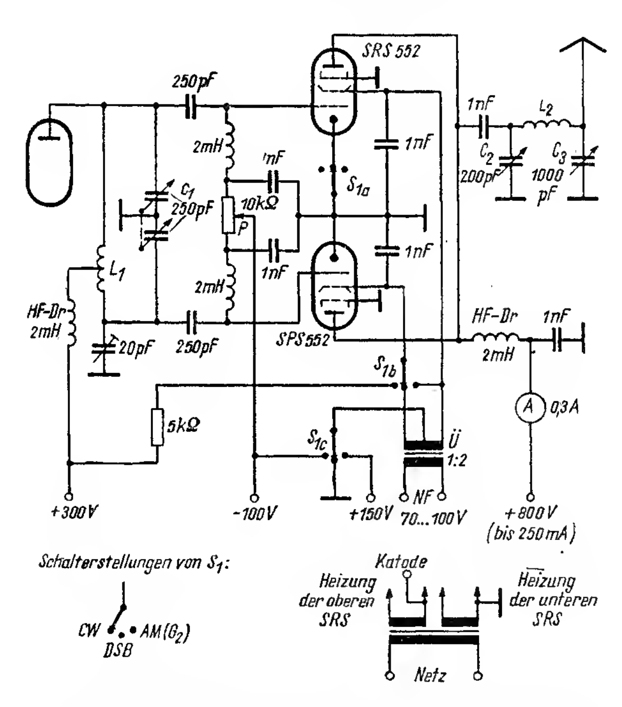


Bild 2 DSB-Endstufenschaltung — L_1, C_1 = Eingangskreis, abgestimmt auf die Betriebsfrequenz; L_2, C_2, C_3 = Collins-Ausgangskreis, abgestimmt auf die Betriebsfrequenz

Bild 2 zeigt eine DSB-Modulationsschaltung, einen sogenannten Balancemodulator, der entweder als Treiberstufe oder als PA arbeiten kann. Für die Verwendung als Treiberstufe kommen 2 Röhren EL 83, für eine PA-Stufe 2 Stück SRS 552, RL 12 P 35 oder 1 Stück SRS 4451 in Betracht.

Die Steuergitter der beiden Röhrensysteme sind im Gegentakt, die Anoden parallelgeschaltet. Ebensogut könnte man die Steuergitter parallel und die Anoden im Gegentakt schalten.

Da die Schirmgitter der Röhren über die Mittenanzapfung des Modulationsübertragers auf Nullpotential liegen, fließt nur ein kleiner Anodenruhestrom, eine Hochfrequenzspannung tritt im Anodenkreis nicht auf. Um eine einwandfreie Trägerunterdrückung zu erreichen, müssen die Röhren gleiche HF-Steuerspannung erhalten.

Zur Symmetrierung wird zunächst der Regler P_1 genau in Mittelstellung gebracht und der Trimmer C_1 so eingestellt, daß die bei A und B gemessenen Gitterströme möglichst gleich groß sind. Je nach Röhrentyp sollen etwa 0,5 bis 3 mA Gitterstrom auftreten. Um gleiche Gitterströme einstellen zu können, muß man nicht die Leitungen bei A und B auftrennen; es genügt, ein mA-Meter mit einem Anschluß bei A und mit einem anderen bei B anzuklemmen. Bei Gitterstromgleichheit fließt durch das Instrument kein Strom, vorausgesetzt, daß der Schleifer des Potentiometers genau in der elektrischen Mitte der Widerstandsbahn steht. Ein am Anodenkreis angekoppelter HF-Spannungsindikator, zum Beispiel eine Diode mit Drehspulinstrument oder ein KW-Empfänger, wird noch eine mehr oder weniger große HF-Spannung anzeigen. Das liegt an den immer etwas voneinander abweichenden Röhrendaten. Zur Verbesserung der Symmetrie reguliert man deshalb P_1 so ein, daß die HF-Spannung im Anodenkreis soweit wie möglich zurückgeht. Damit ist bereits die gesamte Stufe eingestellt. Als Modulationsübertrager genügt ein kleiner Netztransformator, dessen Primärseite (220-V-Wicklung) mit dem Modulator und dessen Sekundärseite (2 × 250- bis 300-V-Wicklung) mit den Schirmgittern verbunden wird.

Beim Besprechen des Mikrofons erhalten die Röhren im Takt der Modulationsfrequenz abwechselnd positive Schirmgitterspannung. In der einen Halbwelle wird die obere, in der anderen Halbwelle die untere Röhre geöffnet. Das bedeutet aber, daß die beiden Seitenbänder entstehen und zum Antennenkreis gelangen. •

Da die Röhren in den Sprechpausen nahezu stromlos, also entlastet sind und nur bei jeweils einer Halbwelle der Modulationsspannung Strom ziehen, kann man das Maximum aus den Röhren herausholen, ohne eine thermische Überlastung befürchten zu müssen.

Der Schalter S_1 gestattet die Umschaltung auf normalen AM-Betrieb mit Schirmgittermodulation oder auch auf Telegrafiebetrieb. Dabei wird jedoch nur eine der beiden Röhren ausgenutzt.

Sofern die Schaltung nach Bild 2 als Treiberstufe mit 2 EL 83 arbeiten soll, müssen die Gitter- und Anodenspannungen natürlich niedriger gewählt werden, als im Schaltbild angegeben. Auch wird man in diesem Falle auf die AM-Einstellmöglichkeit durch den Schalter S_1 verzichten und die Amplitudenmodulation (A_3) besser in der Endstufe vornehmen. Andernfalls würden wir mit Vorstufenmodulation arbeiten, die bekanntlich von sehr niedrigem Wirkungsgrad ist.

Das DSB-Signal darf nach der Modulationsstufe keinesfalls mehr verformt werden. Die dem Modulator folgende Stufe, also die PA, müssen wir deshalb als sogenannten Linearverstärker in A- oder AB-Einstellung betreiben. AB-Einstellung erhält man, wenn die Gittervorspannung der Röhre nur so stark negativ gemacht wird, daß im nichtangesteuerten Zustand etwa $^1/_3$ bis $^1/_6$ des Anodenstroms fließt, der bei Oberstricheinstellung (Telegrafiebetrieb) auftritt.

Leider bereitet die Aufnahme von DSB-Signalen in den meisten Empfangsgeräten erhebliche Schwierigkeiten. Nähere Erläuterungen folgen im Abschnitt 7.

3. Die SSB-Filtermethode

3.1. Das Prinzip des Filtersenders

Beim SSB-Betrieb muß außer dem Träger auch eines der beiden Seitenbänder unterdrückt werden. Zu diesem Zweck erzeugt man in einem Balancemodulator ein Zweiseitenbandsignal ohne Träger (DSB) und trennt das unerwünschte Seitenband durch ein geeignetes Filter mit trapezförmiger Durchlaßkurve und sehr großer Flankensteilheit ab. Aus der Empfängerpraxis sind solche Filteranordnungen als L-C-Filter für niedrige Frequenzen (etwa 30 bis 90 kHz) in Form von mechanischen Filtern und Mehrfach-Quarzfiltern für Durchlaßfrequenzen zwischen 130 und 1 700 kHz bekannt. Im Amateur-SSB-Sender bevorzugt man den Frequenzbereich zwischen 400 und 500 kHz, weil zur Herstellung der Filter normale Rundfunkbandfilter benutzt werden können. Es sind aber auch schon Schaltungen beschrieben worden, die mit Quarzfiltern um 8 MHz [9] beziehungsweise mit 6 bis 9 MHz [10,11,12] arbeiten. Alle diese Frequenzen liegen außerhalb der Amateurbänder, darum kann man nur durch mehrfache Umsetzung auf die gewünschte Sendefrequenz gelangen.
Bild 3 zeigt das Prinzip eines SSB-Senders, der nach dem Filterprinzip arbeitet. Einem Balancemodulator (B) werden die

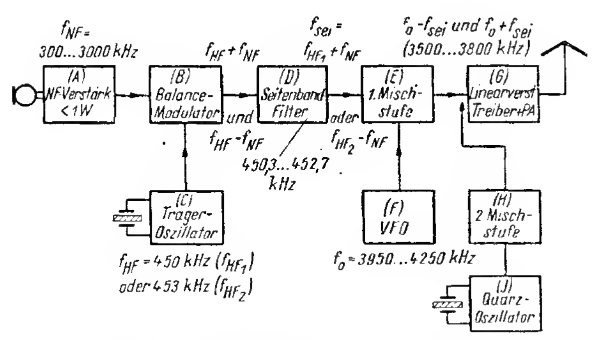


Bild 3 Blockschaltung eines SSB-Filtersenders —
mit f_{hf1} = 450 kHz ergibt sich das obere Seitenband
450 + (0,3 bis 3) = 450,3 bis 453 kHz;
mit f_{hf2} = 453 kHz ergibt sich das untere Seitenband
453 — (0,3 bis 3) = 450,0 bis 452,7) kHz

Modulationsfrequenz (A) und eine hochfrequente Trägerfrequenz von einem quarzstabilisierten Trägeroszillator (C) zugeführt. Der Modulator schwächt die Trägerfrequenz um mehr als 40 dB, so daß an seinem Ausgang nur noch die beiden Seitenbänder vorhanden sind. Das nachfolgende Seitenbandfilter (D) siebt ein Seitenband heraus.

Angenommen der Balancemodulator erhält vom Trägeroszillator eine Schwingung von 450 kHz und vom NF-Verstärker ein Frequenzspektrum von 300 bis 3 000 Hz, dann entstehen ein oberes Seitenband von 450,3 bis 453 kHz und ein unteres Seitenband von 447 bis 449,7 kHz. Hat das Filter einen Durchlaßbereich von etwa 450 bis 453 kHz, würde nur das obere Seitenband hindurchgelassen. Um auch mit einem unteren Seitenband arbeiten zu können, wird der Trägeroszillator auf 453 kHz umgeschaltet. Es entstehen dann 453,3 bis 456 kHz als oberes und 450,0 bis 452,7 kHz als unteres Seitenband. Jetzt liegt das untere Seitenband innerhalb des Filterdurchlaßbereichs. Wie man aus Bild 4 ersieht, werden hohe Modulationsfrequenzen über 3 kHz vom Filter abgeschnitten. Eine besonders scharfe Höhenbegrenzung im Modulationsverstärker ist somit nicht nötig, wohl aber die Begrenzung der tiefen Frequenzen. Andernfalls besteht die Gefahr, daß die tiefen Modulationsfrequenzen des unerwünschten Seitenbandes das Quarzfilter passieren.

Nach dem Quarzfilter folgt eine Mischstufe (E), in der die gewünschte Sendefrequenz gebildet wird. Für unser Beispiel muß der VFO[3] (F) eine zwischen 3950 und 4250 kHz abstimm-

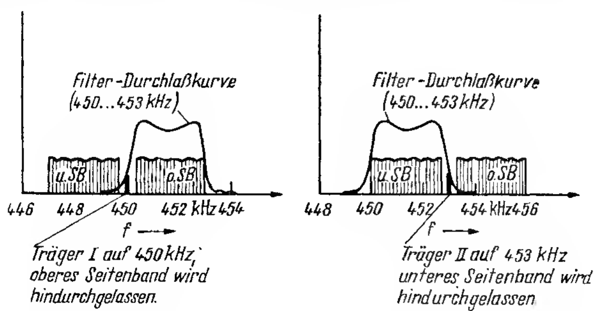


Bild 4 Wirkung des Seitenbandfilters beim Umschalten der Trägerfrequenz

3 Oszillator mit veränderlicher Frequenz.

bare Frequenz an den Mischer liefern, um auf das 80-m-Amateurband zu kommen. Wenn mit dem Sender nur Telefonie gemacht werden soll, genügt natürlich ein Sendebereich von 3 600 bis 3 800 kHz. Es ist aber durchaus auch möglich, mit dem SSB-Sender in Telegrafie zu arbeiten. Dazu wird das Seitenbandfilter umgangen und die Trägerfrequenz vom Trägeroszillator (450 oder 453 kHz) der Mischstufe zugeführt. In gleicher Weise geht man vor, wenn mit Amplitudenmodulation (A_3) gearbeitet werden soll. Hierfür gibt es grundsätzlich 2 Möglichkeiten. Entweder moduliert man in herkömmlicher Weise die Senderendstufe (Anoden- oder Gittermodulation), oder man arbeitet wie bei SSB-Betrieb mit dem Balancemodulator unter gleichzeitigem Trägerzusatz. Letztere Methode erfordert aber für alle dem Mischer folgenden Stufen Linearbetrieb (A- oder AB-Einstellung). Davon ist auch die Endstufe nicht ausgenommen.

Um auf die höheren Amateurbänder zu gelangen, darf die übliche Frequenzvervielfachung in Röhrenstufen nicht mehr angewendet werden. Das Modulationsspektrum würde entsprechend der Vervielfachung auseinandergezogen und völlig unaufnehmbar. Es bleibt nichts anderes übrig, als eine weitere Mischstufe (H) nachzuschalten, in der das 3,5 MHz-Signal mit einer stabilen Quarzfrequenz auf die neue Sendefrequenz umgesetzt wird. Sehr zu empfehlen ist hierfür ein Quarzoszillator (J) mit einer Frequenz von ungefähr 10,5 MHz. Führt man den VFO so aus, daß hinter dem ersten Mischer Frequenzen auftreten, die zwischen 3 400 und 3 850 kHz einstellbar sind, so erhält man hinter dem zweiten Mischer

als Differenzfrequenzen das 40-m-Band (7,1 bis 6,65 MHz) und
als Summenfrequenzen das 20-m-Band (13,90 bis 14,35 MHz).

Um auch auf dem 21- und 28-MHz-Band arbeiten zu können, muß der 10,5-MHz-Quarz durch einen anderen (z. B. 24,85 MHz) ersetzt werden. Entsprechend dem Bereich der Ausgangsfrequenzen ist der VFO auszulegen. Mit den Werten unseres Zahlenbeispiels könnten wir das 21-MHz-Band von 21,00 bis 21,45 MHz und das 28-MHz-Band von 28,25 bis 28,70 MHz erfassen.

Der letzten Mischstufe schließen sich ein Geradeausverstärker als Treiber und die im Linearbetrieb arbeitende Senderendstufe an. Da die Verstärkerstufen, die auf A- oder AB-Betrieb eingestellt sind, im Gitter- und Anodenkreis auf gleicher Resonanzfrequenz arbeiten, ist die Gefahr einer Selbsterregung sehr

groß. Es wird deshalb fast immer notwendig sein, diese Stufen zu neutralisieren.
In den folgenden Abschnitten sollen die Besonderheiten der einzelnen Stufen des Filtersenders einer näheren Betrachtung unterzogen werden, damit der interessierte Leser entsprechend seinen Möglichkeiten und Wünschen selbst die beste Zusammenstellung finden kann.

3.2. Balancemodulatoren

Das Kernstück jedes SSB-Senders ist der Balancemodulator, von dem die Güte des erzeugten Einseitenbandsignals entscheidend abhängt. An seinem Ausgang dürfen nur noch die beiden Seitenbänder auftreten, während die Trägerfrequenz, wie bereits erwähnt, um wenigstens 40 dB (vergleiche hierzu Tafel 1) abgeschwächt sein soll.

Tafel 1 Spannungs- und Leistungsverhältnisse (relativer Pegel in dB)

dB	$\frac{U_1}{U_2}$	$\frac{N_1}{N_2}$	dB	$\frac{U_1}{U_2}$	$\frac{N_1}{N_2}$
0,0	1	1	10	3,16	10,0
0,5	1,06	1,12	15	5,62	31,6
1,0	1,12	1,26	20	10,0	100,0
1,5	1,19	1,41	25	17,8	316,0
2,0	1,26	1,59	30	31,6	10^3
3,0	1,41	2,00	35	56,3	3162
4,0	1,50	2,25	40	100	10^4
5,0	1,78	3,16	45	178	$3{,}16 \cdot 10^4$
6,0	2,00	4,00	50	316	10^5
7,0	2,24	5,01	60	10^3	10^6
8,0	2,51	6,31	80	10^4	10^8

In der Gegentakt-Modulatorschaltung nach Bild 5a gelangt die Trägerfrequenz im Gegentakt an die Steuergitter der Trioden. Die Anordnung ist durch das Potentiometer P symmetriert, so daß im Anodenkreis 2 gleich große, aber um 180° phasenverschobene HF-Spannungen auftreten, die sich gegenseitig aufheben. Gelangt über den Übertrager Ü eine NF-Spannung an die Katoden, so wird die Symmetrie gestört; die Gegentaktröhren verstärken je nach Größe der momentanen NF-Spannung abwechselnd mehr oder weniger. Jetzt tritt im Anodenkreis modulierte HF auf, das heißt, die beiden Seitenbänder erscheinen.
In der gleichen Weise arbeiten alle anderen Gegentaktschaltungen (Bild 5b und 5c). Die Schaltung nach Bild 5c hat den

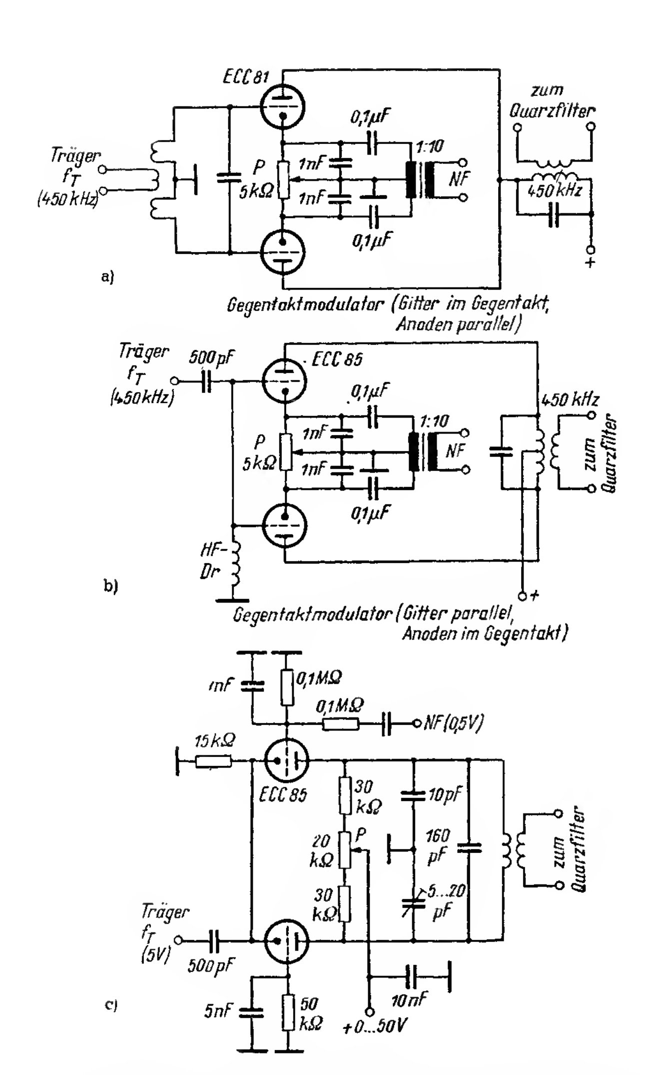


Bild 5 Gegentakt-Balancemodulatoren — Bei der Schaltung nach 5c braucht weder die NF noch die Trägerfrequenz im Gegentakt zugeführt werden

Vorteil, daß weder der Träger noch die Modulationsfrequenz im Gegentakt zugeführt werden müssen. Wie die Praxis zeigte, genügt die elektrische Symmetrierung durch ein Potentiometer nicht. Deshalb wurde der Trimmer C im Anodenkreis der Stufe vorgesehen, mit dem ein Phasenausgleich vorgenommen und damit überhaupt erst eine exakte Symmetrierung ermöglicht wird.
Leider haftet allen Röhrenschaltungen ein Nachteil an, der ihre Einregulierung sehr erschweren kann. Sämtliche Betriebsspannungen, die Größe des Katodenwiderstands, die Gitterableitwiderstände und die Ausführung des Anodenkreises beeinflussen die Symmetrierung. Ja selbst eine einwandfreie Einregulierung kann nach einigen 100 Betriebsstunden durch unterschiedliche Alterung der Röhrensysteme unbrauchbar werden.
Mit Germaniumdioden lassen sich Balancemodulatoren aufbauen, die sich durch Einfachheit, Übersichtlichkeit in der Funktion und einfache Einregulierung auszeichnen. Sie setzen sich deshalb mehr und mehr durch. Von der Trägerfrequenztechnik wurden der Brückenmodulator (Bild 6b) und der Ringmodulator (Bild 6c) übernommen. Die 4 Dioden müssen auf gleiche dynamische Kenndaten ausgesucht sein. Vom VEB Werk für Fernsehelektronik wird ein geeignetes, für Ringmodulatoren bestimmtes, in Kunstharz eingegossenes Diodenquartett unter der Typenbezeichnung 04A 657 angeboten.

Die Funktion des Ringmodulators ist kurz folgende:

Wenn eine Modulationsspannung anliegt, sind während der einen Halbwelle der zugeführten Hochfrequenz (Träger) die Dioden D_1 und D_4, während der anderen Halbwelle D_2 und D_3 durchlässig. Im Primärkreis des Filters treten jeweils 2 gleich große, aber entgegengesetzte HF-Spannungen auf, die sich gegenseitig aufheben; der Träger wird unterdrückt. Durch die Modulationsspannung wird in der einen Halbwelle der NF der Arbeitspunkt auf der nichtlinearen Diodenkennlinie der Dioden D_1 und D_3, in der anderen Halbwelle der NF der der Dioden D_2 und D_4 verschoben. Das Prinzip dieses Vorganges zeigt Bild 6a. Das elektrische Gleichgewicht der Schaltanordnung wird durch diesen Vorgang gestört, so daß im folgenden Filterkreis eine HF-Spannung auftreten kann, die mit den Seitenbändern identisch ist. Mit dem Potentiometer und dem Trimmer muß ohne Modulationsspannung der beste Wert der Trägerunterdrückung eingestellt werden.

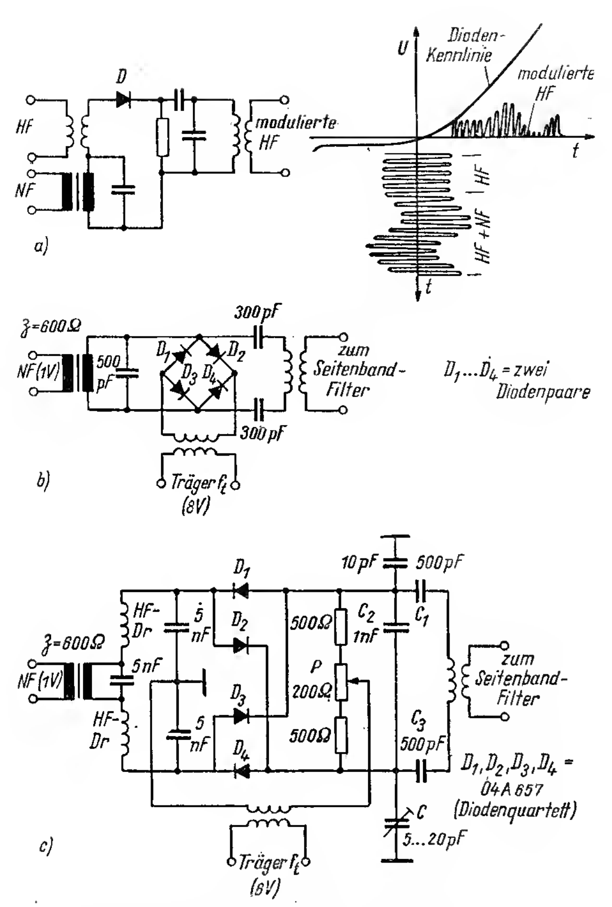
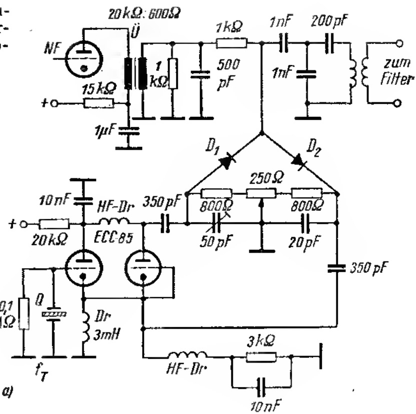
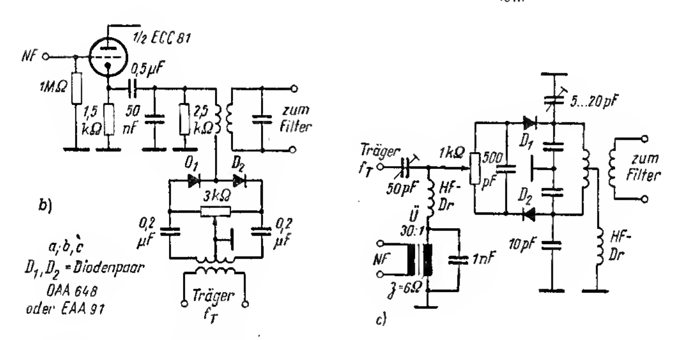


Bild 6 Balancemodulatoren unter Verwendung von Dioden — 6a) Prinzip des Diodenmodulators; 6b) Gegentakt-Diodenmodulator; 6c) Ringmodulator

Auch mit nur 2 Dioden lassen sich brauchbare Modulatoren aufbauen. Bild 7 zeigt 3 sogenannte Serien-Balancemodulatoren. Sie gestatten eine Trägerunterdrückung von etwa 40 dB, was dem geforderten Mindestwert entspricht. Nach Tafel 1 entsprechen 40 dB einer Abschwächung der Trägerspannung um den Faktor 100.

Bild 7 Serien-Balancemodulatoren unter Verwendung von 2 Dioden





Voraussetzungen für eine einwandfreie Funktion der Balancemodulatoren sind:

a) sorgfältiger Aufbau mit kürzesten Verbindungsleitungen und Abschirmung der Anordnung gegenüber dem Trägeroszillator und den folgenden Schaltgruppen, wie Filter und Mischer;

b) eine gegenüber der Modulationsspannung etwa 5 bis 10mal größere Trägerspannung (z. B. 0,5 bis 1 V NF, 6 bis 10 V HF).

In der amerikanischen Fachliteratur findet man eine interessante Balancemodulatorschaltung, die sich einer Spezialröhre mit 2 Steuerelektroden, die ursprünglich für Farbfernsehempfänger entwickelt wurde, bedient [6, 7] (Bild 8). Ohne Modulationsspannung sind an beiden Anoden gleich große Trägerspan-

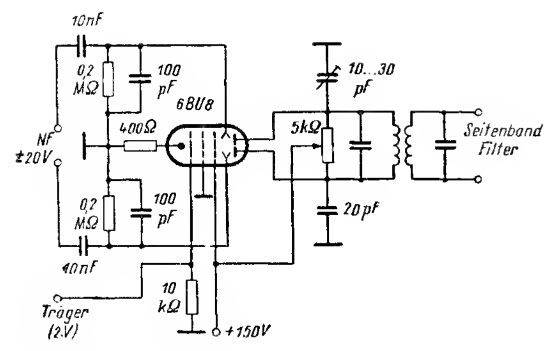


Bild 8 Balancemodulator mit der Spezialröhre 6BU8

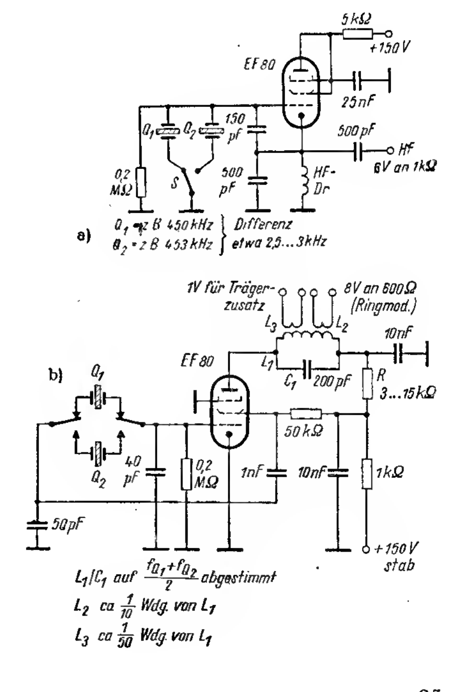
nungswerte vorhanden, die sich im Primärkreis des Filters aufheben. Wird NF-Spannung an die Steuerelektroden gebracht, pendelt der Elektronenstrahl abwechselnd auf die eine oder andere Anode, und zwar im Takt der Modulationsspannung. Im Filterkreis treten nun die beiden Seitenbänder auf.
Außer den in den Bildern 5 bis 8 dargestellten typischen Balancemodulatoren gibt es eine große Anzahl weiterer Schaltungen, in denen als Modulatorröhren Pentoden, Hexoden oder auch Transistoren benutzt werden.

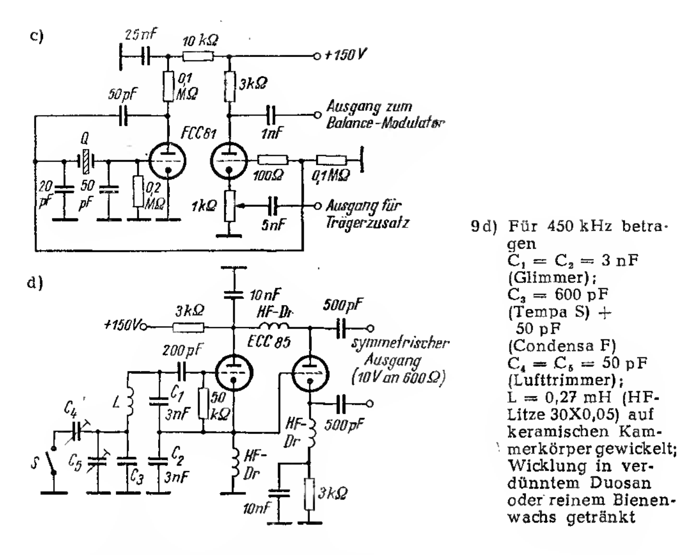
3.3 Der Trägerfrequenzgenerator

Die Frequenz des Trägeroszillators und das Frequenzspektrum der Modulationsspannung ergeben zusammen die beiden Seitenbänder. Das nachfolgende Seitenbandfilter ist so schmalbandig, daß eines der Seitenbänder gerade durchgelassen wird. Geringe Änderungen der Trägerfrequenz hätten eine Verschiebung der Seitenbandfrequenzen zur Folge, wodurch unter Umständen das unerwünschte Seitenband teilweise das Filter passieren könnte, vom erwünschten Seitenband aber Teile abgeschnitten würden. Der Trägeroszillator muß also äußerst frequenzstabil sein. Ein unstabiles SSB-Signal kann auch nur mit Schwierigkeiten von der Empfangsstelle aufgenommen werden.
Die Trägergeneratoren führt man deshalb meist als Quarzoszillatoren aus. Lediglich bei Frequenzen von weniger als 500 kHz kann man durch sorgfältigsten Aufbau, durch die

Verwendung gealterter Spulen, von Lufttrimmern und einer exakt ausgeführten Temperaturkompensation des Schwingkreises auch ohne Quarz ausreichende Stabilität erreichen. Nach Möglichkeit sollte ein solcher Generator außerdem in einen Thermostaten eingebaut werden. Wenn der Schwingungskreis zur Seitenbandumschaltung einen Schalter erhalten muß, verwende man hierzu am besten ein polarisiertes Telegrafenrelais mit Gold-Nickel-Kontakten, das eine einwandfreie Kontaktgabe und genau definierte Relaiskontaktstellung garantiert. Der Oszillator muß so ausgelegt sein, daß er die notwendige HF-Spannung an den vorgesehenen Modulator-Eingangswiderstand abgeben kann. Die Eingangswiderstände der Modulatorschaltungen nach Bild 6 und 7 sind niederohmig (200 bis 1 000 Ohm), die nach Bild 5 und 8 hochohmig (10 bis 100 kOhm). In Bild 9a bis 9d sind verschiedene Oszillatoren mit und ohne Quarzsteuerung dargestellt. Für eine gute Temperaturkompen-

Bild 9
Trägeroszillatoren mit und ohne Steuerquarz





9d) Für 450 kHz betragen
$C_1 = C_2 = 3$ nF (Glimmer);
$C_3 = 600$ pF (Tempa S) + 50 pF (Condensa F)
$C_4 = C_5 = 50$ pF (Lufttrimmer);
L = 0,27 mH (HF-Litze 30X0,05) auf keramischen Kammerkörper gewickelt; Wicklung in verdünntem Duosan oder reinem Bienenwachs getränkt

sation der Schaltung nach Bild 9d muß die erzeugte Frequenz bei verschiedenen Temperaturen zwischen + 10 °C und + 45 °C gemessen und die Kondensatorkombination C_3 so lange variiert werden, bis sich keine meßbare Frequenzänderung mehr zeigt.

3.4. Seitenbandfilter

Die Seitenbandfilteranordnung hat die Aufgabe, eines der Seitenbänder und den eventuell noch vorhandenen Trägerrest zu sperren, das zweite Seitenband aber ungehindert hindurchzulassen. Die in den meisten Empfangsgeräten vorhandenen Filter mit einer mehr oder weniger stark ausgebildeten Resonanzspitze sind zwar gut für Telegrafieempfang, in keiner Weise aber für den SSB-Filtersender geeignet. Die Resonanzkurve der Filter muß trapezförmig mit sehr steilen Flanken (im Idealfall Rechteckform) verlaufen. Dieser Forderung kommen nur Filterschaltungen mit mehreren Quarzen, mechanische Filter oder bei sehr niedrigen Frequenzen vielkreisige Spulenfilter entgegen.
Aus der Empfängertechnik sind Quarz-Brückenfilter bekannt (Bild 10a). Ersetzt man den Neutralisationskondensator

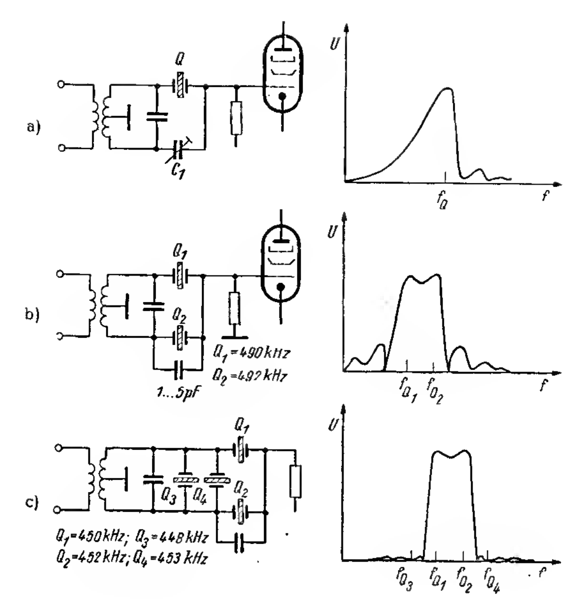


Bild 10 Quarzfilterschaltungen

C_1 durch einen zweiten, um 1 bis 3 kHz in der Frequenz von Q_1 abweichenden Quarz Q_2, so erhält man eine Resonanzkurve mit 2 Höckern und mehr oder weniger starker Einsattelung. Die Flankensteilheit ist noch verhältnismäßig gering. Wird nun dem Quarz mit der höheren Resonanzfrequenz ein Kondensator von 1 bis 6 pF parallelgeschaltet, nimmt die Flankensteilheit erheblich zu (Bild 10b). Dafür treten aber an beiden Seiten der Resonanzkurve Höcker auf, die ganz und gar unerwünscht sind, da sie Teile des zweiten Seitenbandes über die Filteranordnung gelangen lassen. Diese Erscheinung läßt sich durch weitere Quarze beseitigen. Da sich der Filterquarz wie ein Leitkreis mit sehr großer Güte verhält, kann man parallel zur Filterkreisspule 2 oder mehr Quarze schalten, die die Seitenhöcker einebnen (Bild 10c). Um die Flankensteilheit noch weiter zu steigern, werden in der Praxis 2 der in Bild 10b oder 10c dargestellten Anordnungen hintereinandergeschaltet (Bild 11), [16].

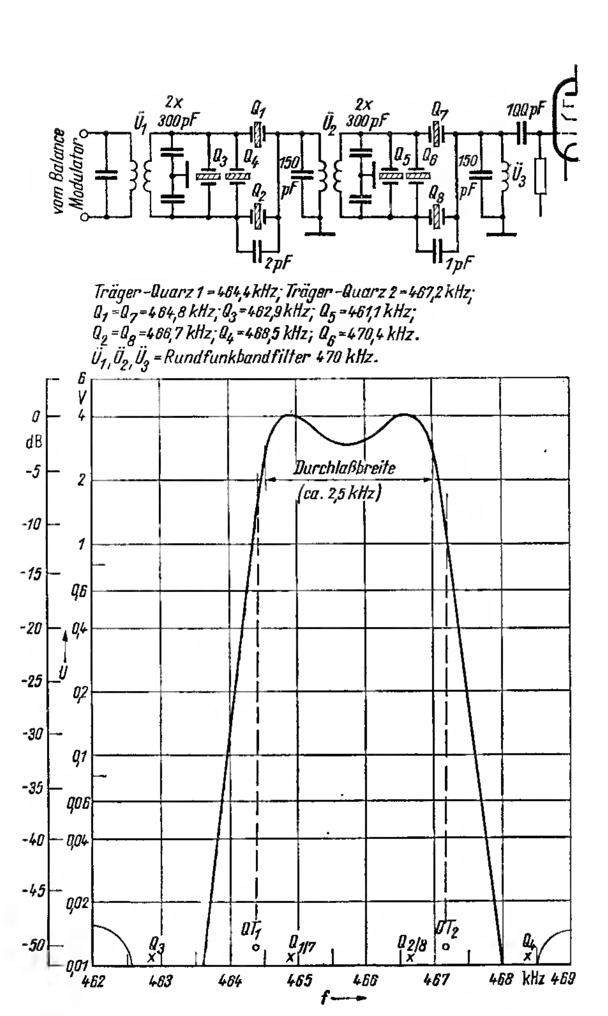


Bild 11 Einseitenbandfilter mit 2,5 kHz Durchlaßbreite und zugehöriger Resonanzkurve

Die angegebenen Quarzfrequenzen sollen lediglich veranschaulichen, welche absoluten Frequenzabstände zu wählen sind. Die Filter können ohne weiteres für Durchlaßfrequenzen um 430 bis 490 kHz, 700 bis 900 kHz oder 5 bis 9 MHz dimensioniert werden. Im Gegensatz zu den Schaltungen 10a bis 10c wird in Bild 11 gezeigt, wie die Symmetrierung der Sekundärseite der Filter durch 2 gleich große Kondensatoren (300 pF) erfolgen kann. Im Frequenzbereich um 450 kHz sind damit Rundfunkbandfilter ohne Spulenänderungen verwendbar. Lediglich die Schwingkreiskondensatoren der Sekundärseiten müssen ausgebaut und durch 2 300-pF-Kondensatoren ersetzt werden.

Nach Möglichkeit sollte man für die Filterkondensatoren solche mit einem Temperaturkoeffizienten der Kapazität von nahezu 0 nehmen. Bei Temperaturschwankungen wäre sonst der kritische Abgleich gestört. Beim Verfasser bewährten sich Styroflex- und Tempa-T-Kondensatoren, denen jeweils ein Condensa-C-Kondensator von 10 pF parallelgeschaltet wurde.

Die Trägerfrequenzen wählt man so, daß sie möglichst auf die Flanke der Durchlaßkurve des Filters fallen, aber nur so weit von den Höckern entfernt liegen, daß die Modulationsfrequenzen ab 200 bis 300 Hz ungeschwächt über das Filter gehen. Auf diese Weise findet im Filter eine weitere Dämpfung des noch vorhandenen Trägerrestes statt.

Für die in Bild 11 angegebenen Quarzfrequenzen wird man Trägerfrequenzquarze von etwa 464,2 kHz und 467,1 kHz vorsehen. Mit 464,2 kHz als Träger und 300 Hz unterer Modulationsfrequenz erhalten wir für den Anfang des oberen Seitenbandes 464,5 kHz und für den Anfang des unteren Seitenbandes 463,9 kHz. Aus der Kurve in Bild 11 kann man ablesen, daß die Frequenzen um 464,5 kHz nur mit 4 dB (1,5fach), die Frequenz 463,9 kHz dagegen schon mit 45 dB (180fach) gedämpft werden. Das untere Seitenband wird abgeschnitten, das obere kann bis 467 kHz (entsprechend einer Modulationsfrequenz von 2 800 Hz) ungehindert das Filter passieren.

Natürlich ist es schwer, diese vielen Quarze zu beschaffen, da es sich um ganz bestimmte, eng tolerierte Werte handelt. Auch kann der Abgleich eines Seitenbandfilters nur mit Wobbler und Oszillograf, mindestens aber mit Röhrenvoltmeter und feinverstellbarem Meßsender, der sich auf 100 Hz genau einstellen läßt, ausgeführt werden. Der Verfasser benutzte einen behelfsmäßig aufgebauten, aber äußerst stabilen Meßsender entsprechend Bild 12 und 13.

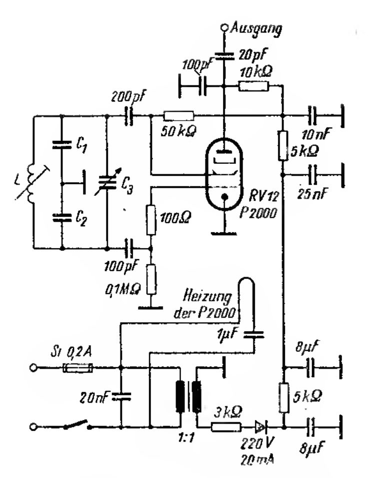


Bild 12
Feinverstellbarer Prüfgenerator für den Quarzfilterabgleich — C_1 = 600 pF (Tempa T); C_2 = 600 pF (Tempa T) + 30 pF (Condensa F); C_3 = Splitdrehko 6 pF; L = Görler-Vierkammerspule (Sperrkreis) 0,2 mH

Zum Abgleich eines Quarzfilters müssen wir zunächst alle Quarze entfernen und die Längsquarze (Q_1, Q_2, Q_7, Q_8) durch Ersatzkapazitäten ersetzen. Der Balancemodulator wird desymmetriert und vom Meßsender die Mittenfrequenz des Filters (z. B. 465,75 kHz in Bild 11) eingespeist. Der Meßsender ist dazu am Gitter der Trägergeneratorröhre anzukoppeln. Das Röhrenvoltmeter schließt man an der Anode der dem Filter folgenden Röhre an, nachdem vorher der Anodenkreis dieser Röhre durch einen Widerstand von 10 bis 20 kOhm ersetzt wurde. Alle Filterkreise werden auf Maximum getrimmt. Danach steckt man die Quarze ein und trimmt die Kreise nach. Es wird notwendig sein, die Resonanzkurve der Filteranordnung mehrmals punktweise auf logarithmischem Papier aufzunehmen und vorsichtig die Kreise nachzustimmen, bis die erwartete Kurvenform erreicht ist und Verbesserungen nicht mehr zu erzielen sind. Mit den in den Bildern 11 sowie 10b und 10c (2 Einheiten in Reihe) dargestellten Filtern muß sich eine Flankensteilheit von 20 dB/300 Hz erreichen lassen.
Es sei noch erwähnt, daß im SSB-Filtersender vielfach auch sogenannte Full-Lattice-Filter verwendet werden, die nicht 2, sondern 4 Längsquarze pro Filtereinheit enthalten (Bild 14). Ebensogute Ergebnisse erreicht man mit einem mechanischen Filter, dessen Abgleich keinerlei Schwierigkeiten bereitet, das zur Zeit dem Amateur aber kaum zur Verfügung stehen wird.

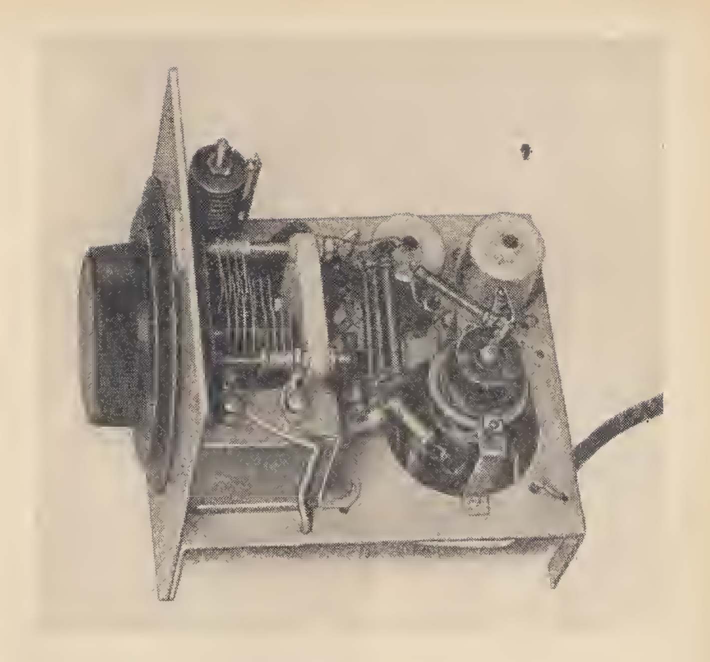


Bild 13 Aufbau des Prüfgenerators

Ferner ist es durchaus möglich, mit Hilfe von Ferrit-Topfkernen Spulenfilter mit 50 kHz Mittenfrequenz aufzubauen, die die erforderliche Kurvenform und Flankensteilheit haben. Bild 15 zeigt ein Schaltbeispiel. Die Modulationsfrequenzen unter 300 Hz müssen unbedingt im Modulator abgetrennt werden. Da man nicht von 50 kHz auf 3,5 bis 3,8 MHz mischen kann, ohne unzulässige Nebenausstrahlungen, die als Spiegelfrequenzen entstehen, in Kauf nehmen zu müssen, werden dem 50-kHz-Filter 2 Mischstufen nachgeschaltet, um auf das 80-m-Amateurband zu kommen. Zunächst setzt man 50 kHz auf rund 500 kHz und anschließend von 500 kHz auf 3,5 bis 3,8 MHz um (Bild 16). Die bei dieser stufenweisen Mischung auftretenden unerwünschten Spiegelfrequenzen lassen sich leicht beseitigen.

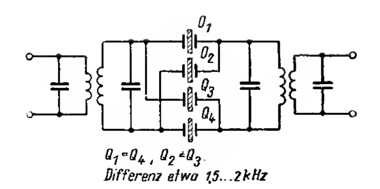


Bild 14
Full-Lattice-Filter — Durchlaßbreite etwa 2 bis 3 kHz

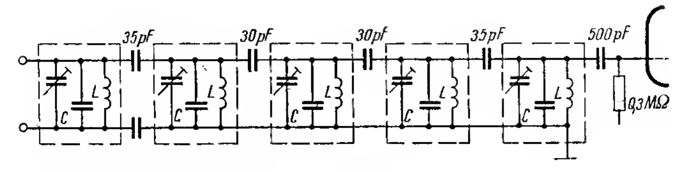


Bild 15 50-kHz-Seitenbandfilter ohne Quarze —
C = 1 nF (Glimmer oder Styroflex) + 80 pF (Condensa F) + 50 pF Lufttrimmer
L = 10 mH (Hescho Schalenkern 23 · 17/II; A_L = 280; Manifer 5c mit einem Zweikammerkörper, bewickelt mit 190 Wdg. 0,3 CuL)

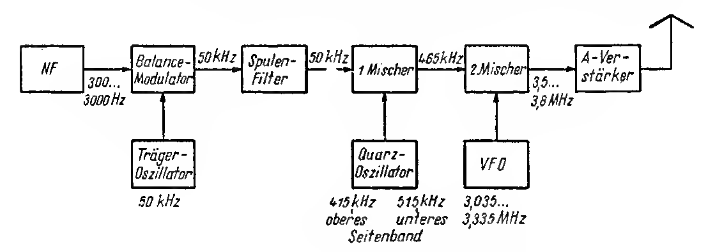
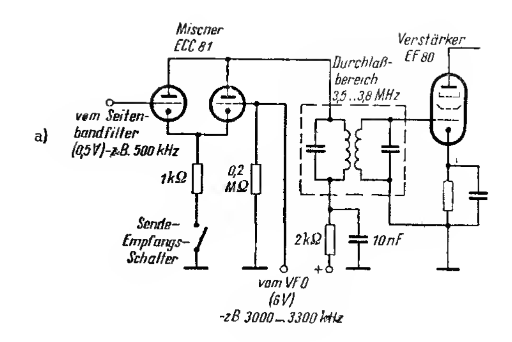
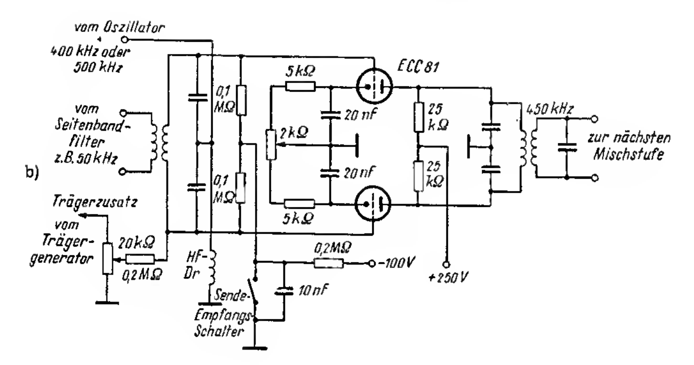


Bild 16 Blockschaltbild eines SSB-Filtersenders mit 50-kHz-Spulenfilter

3.5. Die Mischung auf die Betriebsfrequenz und ihre Verstärkung

Nach dem Seitenbandfilter folgen eine oder mehrere Mischstufen, um auf die Sendefrequenz umzusetzen. Welche Mischschaltung hier verwendet wird, ob mit Trioden oder Mehrgitterröhren, ist belanglos. Lediglich dann, wenn das vom Seitenbandfilter kommende Signal eine relativ niedrige Frequenz hat (z. B. 50 kHz), empfiehlt sich dringend die Anwendung eines Balancemischers entsprechend Bild 17b. Bei der Umsetzung von 50 kHz auf beispielsweise 500 kHz ist eine Oszillatorfrequenz von 550 kHz oder 450 kHz notwendig. Da sich bei der





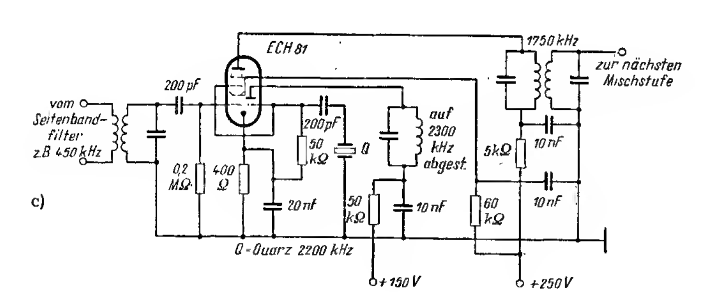


Bild 17 SSB-Mischschaltungen für die Umsetzung des SSB-Signals auf eine Zwischen- oder Ausgangsfrequenz

Mischung mit 550 kHz die Frequenzen 500 kHz und 600 kHz ergeben, besteht die Gefahr, daß der auf 500 kHz abgestimmte Anodenkreis des Mischers die dicht benachbarte Oszillatorfrequenz von 550 kHz, die außerdem eine wesentlich größere Amplitude als die Mischprodukte hat, ungenügend schwächt. In vermindertem Maße trifft das auch für die Spiegelfrequenz von 600 kHz zu. Werden diese Frequenzen weitergeleitet und verstärkt, können sie als sehr unwillkommene Nebenwellen vom Sender mit abgestrahlt werden. Der Balancemischer wird so geschaltet, daß er die Oszillatorfrequenz im Ausgangskreis auslöscht. Der Anodenkreis ist zu diesem Zweck im Gegentakt geschaltet. Die Oszillatorfrequenz wird beiden Mischtrioden parallel an den Steuergittern oder an den Katoden zugeführt.

Hinter den Mischstufen steht nur eine sehr kleine Energie zur Verfügung. Es ist deshalb notwendig, das Sendesignal weiter zu verstärken. Das muß so geschehen, daß eine Veränderung der Form des Signals ausgeschlossen ist; das heißt, die Ausgangsspannung muß proportional der Eingangsspannung des Verstärkers sein. Die Röhre kann deshalb nur im geraden Teil ihrer U_g-I_a-Kennlinie ausgesteuert werden. Wir müssen sie also als A-Verstärker schalten und betreiben. A-Betrieb ist uns aus der Empfängertechnik hinreichend bekannt. HF-, ZF- und NF-Verstärkerstufen der Empfangsgeräte arbeiten im A-Betrieb, sofern es sich nicht um Gegentaktschaltungen handelt. In einem späteren Abschnitt werden diese Probleme näher behandelt. Dort wird auch erläutert, daß die SSB-Senderendstufe zwar ebenfalls als Linearverstärker, aber meist im AB-Betrieb arbeitet.

Da jeder im SSB-Sender enthaltene Oszillator in gleicher Weise die Stabilität des ausgestrahlten Signals beeinflußt, muß dem VFO besondere Beachtung geschenkt werden. Man kann sowohl in elektrischer wie in mechanischer Hinsicht nicht genug tun. Mechanisch muß er fest wie ein Tresor aufgebaut sein.

Alle Bauteile des VFO sind mit kurzen, möglichst starken Verbindungsleitungen an den Stützpunkten anzulöten. Die Schwingkreiskapazitäten muß man aus Kondensatoren mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten derart zusammensetzen, daß zwischen + 10 °C und + 50 °C eine einwandfreie Temperaturkompensation erzielt wird. Dieser Abgleich ist sehr langwierig und mühevoll, aber unbedingt notwendig. Zur Erleichterung dieser Arbeit werden von den Herstellern der Kondensatoren die Temperaturbeiwerte der ein-

zelnen keramischen Massen und sonstigen Dielektrika angegeben. Als Beispiele seien genannt:

a) keramische Massen

Material	DIN	Kennfarbe	Temperaturkoeffizient
Ci Calit	41370	rot	positiv ca. $100 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
ST Tempa S	41371	orange	positiv ca. $80 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
ST_1 Tempa S_1		orange	negativ ca. $40 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
XT Tempa X	41373	grün	negativ ca. $200 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
NCo Condensa N	41374	gelb	negativ ca. $400 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
FCo Condensa F	41376	blau	negativ ca. $750 \cdot 10^{-6} grd^{-1}$
E 5000 Epsilan		braun	stark negativ

für Schwingkreise nicht verwendbar!

b) Trimmer

Luft-Trimmer haben einen schwach positiven Temperaturbeiwert

Ko 2509	Tempa S	(positiv)	2 bis 7,5 pF
Ko 2512	Tempa S	(positiv)	5 bis 14 pF
Ko 2496	Condensa F	(negativ)	4,5 bis 18 pF
Ko 2502	Condensa F	(negativ)	15 bis 40 pF

c) Glimmer- und Kunstfoliekondensatoren (Styroflex) haben einen schwach positiven Temperaturkoeffizienten.

Wenn auch auf Schaltplänen und in Baubeschreibungen Hinweise auf die zu verwendenden Kondensatorkombinationen gegeben werden, bleibt dem Amateur der letzte Abgleich nicht erspart. In den seltensten Fällen werden die gleichen Schwingkreisbauteile, wie Drehkondensator, Spule und so weiter, wie im Mustergerät verwendet worden sein. Diese Änderungen bedingen bereits eine Korrektur der Temperaturkompensation.

3.6. SSB-Filtersender-Schaltungen

Bild 18 zeigt einen Einseitenbandsender, der nach der Filtermethode arbeitet. Die in Rö1 erzeugte Trägerfrequenz darf zwischen 400 und 800 kHz liegen. Es kommt nur darauf an, daß die Quarze Q_1 und Q_2 im Trägergenerator und im Seitenbandfilter zueinander passen und den richtigen Frequenzabstand haben. Q_3 und Q_5 sowie Q_4 und Q_6 müssen einander gleich sein; wobei Q_3, Q_5 gegenüber Q_4, Q_6 etwa 1,8 bis 2 kHz tiefer in der Frequenz liegen sollen. Die Frequenz des Quarzes Q_1 wählt man 100 bis 300 Hz tiefer als die von Q_3, Q_5 und die des Quarzes Q_2 ungefähr 100 bis 300 Hz höher als die von Q_4, Q_6.

Tafel 2 **Bauteile für den SSB-Filtersender nach Bild 18**

Beispiel für die Quarzfrequenzen:

Q_1 = 440 kHz; Q_2 = 443 kHz; Q_7 = 10,6 MHz; Q_8 = 24,9 MHz;
Q_3 = Q_5 = 440,5 kHz; Q_4 = Q_6 = 442,5 kHz.
HF-Drossel = 2 mH;
Fi1, Fi2, Fi3 = Görler-Rundfunk-Bandfilter 470 kHz;
L_1 = 50 µH; 70 Wdg. L_2 = 10 Wdg. auf Görler 4-Kammerkörper.
L_4 = 70 µH; 80 Wdg. L_3 = 12 Wdg. auf Görler 4-Kammerkörper.
L_5 = 32 µH, Keramikkörper, 25 mm ⌀, 35 mm Wicklungslänge, 50 Wdg.
L_6 = 40-m-Resonanzdrossel; 25 µH
L_7 = 20-m-Resonanzdrossel; 6 µH
L_8 = 14-m-Resonanzdrossel; 3 µH
L_9 = 10-m-Resonanzdrossel; 1,5 µH
} L_6 bis L_9 auf Stiefelkörper von 10 mm ⌀ mit KW-Eisenkern. Mit Griddipper auf Bandmitte abstimmen.
L_{10} = 180 Wdg. 10·0,07 auf Görler-4-Kammerkörper, Wicklung in die 4 Kammern gleichmäßig verteilt.
L_{11} = 18 Wdg. 0,25 CuLS in Kammer 4 über kaltes Ende von L_{10} unter Zwischenlage eines Streifens Styroflexfolie gewickelt.

L_{10} mit Eisenkern auf $\frac{f_{Q1} + f_{Q2}}{2}$ abstimmen.

Rö 3 ist die VFO-Röhre. Dieser Oszillator wird so abgestimmt, daß sich durch Mischung mit dem vom Filter kommenden Seitenband in Rö 2 Frequenzen zwischen 3,4 und 3,9 MHz ergeben. Damit steht sofort das 80-m-Amateurband zur Verfügung. Beträgt die Trägerfrequenz beispielsweise 500 kHz, müßte der VFO für 2,9 bis 3,4 MHz dimensioniert werden. Der im Bild 18 dargestellte Clapposzillator ist sehr stabil und durch die nachfolgende Katodenstufe völlig rückwirkungsfrei. Für die Induktivität benutzt man entweder eine keramische Spule mit aufgebrannten Silberwindungen, oder ein keramischer Spulenkörper wird mit möglichst starkem Kupferdraht bewickelt. Die selbstgewickelte Spule muß in reines Bienenwachs getaucht und durch mehrfaches Erwärmen auf 60 °C und Abkühlen auf 10 °C künstlich gealtert werden.
Für die Schwingkreiskondensatoren wähle man solche mit positivem Temperaturkoeffizienten. Die Temperaturkompensation führen wir durch Zuschalten kleiner Kapazitäten mit negativem Temperaturbeiwert aus.
Auf die Mischröhre Rö 2 folgt ein Breitbandfilter (3,4 bis 3,9 MHz) und die zweite Mischstufe Rö 4. Auf dem 80-m-Band arbeitet diese Röhre als Geradeausverstärker. Ein 10,6-MHz-Quarz gestattet den Betrieb auf dem 40-m- und 20-m-Band. Die Differenzfrequenz aus 10,6 und 3,4 bis 3,9 MHz beträgt 7,2 bis 6,7 MHz und die Summenfrequenz 14,0 bis 14,5 MHz. Mit einem 24,9-MHz-Quarz erreicht man das 14-m- und das 10-m-Band (21,0 bis 21,5 bzw. 28,3 bis 28,8 MHz). Der Anodenkreis von Rö 4 wird auf die Betriebsfrequenz abgestimmt. Es genügt,

diesen Kreis fest auf Bandmitte einzustellen. Sollte wider Erwarten die Ansteuerung an den Bandenden zu stark absinken, kann man einen kleinen Drehko einbauen und die Kreiseinstellung korrigieren.
Die folgende Röhre Rö 5 (EL 83) arbeitet als Linearverstärker im A-Betrieb. An ihrem Multiband-Ausgangskreis stehen etwa 3 W Hochfrequenz zur Verfügung.

Da Gitter- und Anodenkreis dieser Röhre auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind, besteht die Gefahr der Selbsterregung. Mit einem kleinen, von der Anode zum Gitterkreisfußpunkt geschalteten Trimmer kann die Stufe neutralisiert werden.

Bei Telegrafiebetrieb wird der Träger unter Umgehung des Seitenbandfilters dem Steuergitter von Rö 2 direkt zugeführt. In diesem Falle schaltet man am besten den Modulationsverstärker ab, um eine unerwünschte Modulation des Telegrafiesignals zu vermeiden.
In der gleichen Einstellung kann die PA-Röhre in der Anode oder an einem Gitter amplitudenmoduliert werden. In der Telegrafieeinstellung ergibt sich noch eine weitere interessante Amplitudenmodulations-Möglichkeit. Wenn nämlich wie bei SSB-Betrieb moduliert und gleichzeitig der Träger zugesetzt wird, erhält man eine Amplitudenmodulation mit nur einem Seitenband. Treiber- und PA-Stufe müssen in diesem Fall natürlich als Linearverstärker arbeiten.
Beim Aufbau achte man auf sorgfältige Abschirmung der einzelnen Stufen gegeneinander. Über die Einstellung des Ringmodulators und des Filters lesen wir in den entsprechenden Abschnitten nach. Ohne feineinstellbaren Oszillator für die Trägerfrequenz und ein Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf werden wir nicht auskommen.

Bild 19 zeigt das Blockschaltbild eines sehr interessanten Filtersenders. Die Trägerfrequenz beträgt 450 kHz. Sie wird außer dem Balancemodulator einem Vervielfacher zugeführt, der wahlweise 1800 kHz (4 × 450 kHz) oder 2700 kHz (6 × 450 kHz) an die erste Mischstufe liefert. Die Mischung mit der Trägerfrequenz ergibt in beiden Fällen eine Zwischenfrequenz von 2 250 kHz. Mit der Mischfrequenz 1 800 kHz steht das obere und mit 2 700 kHz das untere Seitenband zur Verfügung. Diese Art der Seitenbandumschaltung hat den großen Vorteil, daß für den Trägergenerator nur ein Quarz benötigt wird und das Seitenbandfilter nur eine steile Flanke aufweisen muß, was sich schon mit geringem Aufwand (3 Quarze im Filter) er-

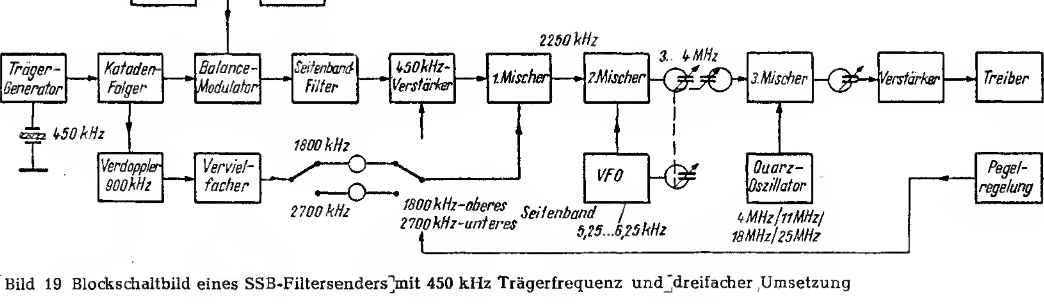


Bild 19 Blockschaltbild eines SSB-Filtersenders mit 450 kHz Trägerfrequenz und dreifacher Umsetzung

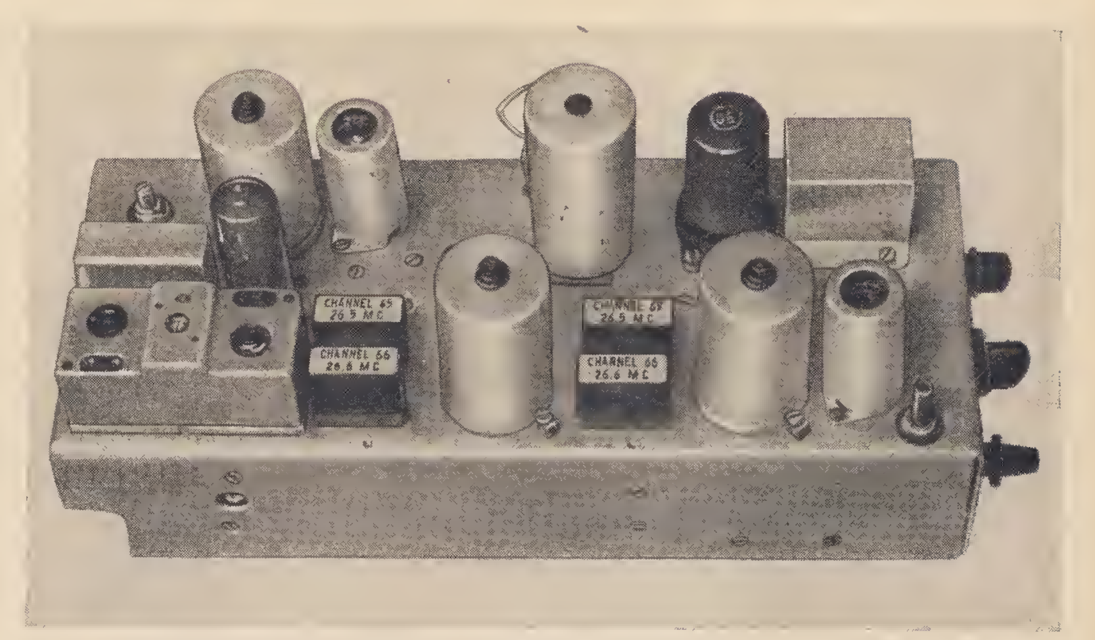


Bild 21 Aufbau eines Filterexciters, bestehend aus Trägergenerator, Balancemodulator, Quarzfilter (490 kHz), erste Mischstufe mit Quarzoszillator (2 120 kHz) und erste ZF-Verstärkerstufe (1 630 kHz)

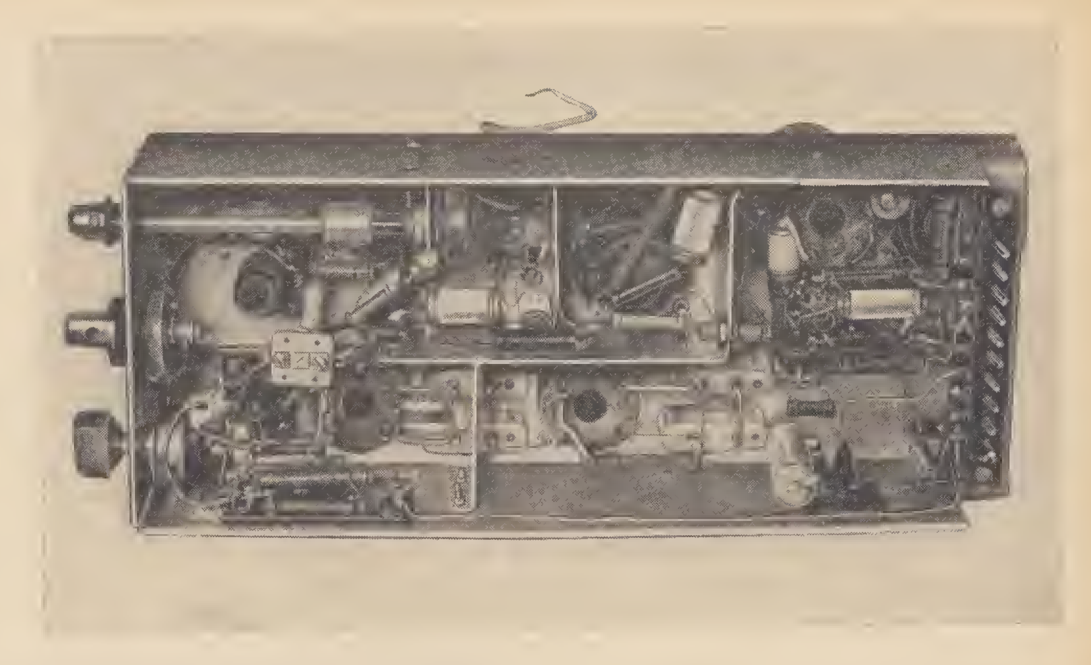


Bild 22 Aufbau des Filterexciters (Blick in das Chassis)

reichen läßt. In der zweiten Mischstufe wird auf 3 bis 4 MHz umgesetzt. Die dritte Mischstufe liefert dann die Bänder 7, 14, 21 und 28 MHz. Für den Endumsetzer (3. Mi) ist ein Quarzgenerator erforderlich, der 4 Quarze von 4 MHz, 11 MHz, 18 MHz und 25 MHz enthält. Das 10-m-Band wird nur von 28 bis 29 MHz erfaßt. Soll auch der Bereich von 29 bis 29,7 MHz überstrichen werden, ist ein weiterer Quarz erforderlich, dessen Frequenz zwischen 26 und 26,2 MHz liegt.

Im Blockschaltbild werden 2 Schaltungsteile gezeigt, die noch nicht besprochen wurden, aber häufig in Einseitenbandsendern zu finden sind. Das sind die automatische Sendereinschaltung, die beim Besprechen des Mikrofons die Umschaltung von „Empfang" auf „Senden" vornimmt, und die Pegelhaltung. Diese arbeitet ähnlich wie eine Schwundregelung und hat die Aufgabe, trotz unterschiedlicher Steuerspannung am Gitter des

Tafel 3 Bauteile für den SSB-Filtersender nach Bild 20

Fi 1 = 468-kHz-Bandfilter: Primärkondensator entfernen, Primärwicklung entfernen, 5 mm neben Sekundärwicklung 2·25 Wdg. bifilar gewickelt aufbringen, Anfang der einen und Ende der anderen Bifilarwicklung verbinden und an Masse legen!

Fi 2 = 468-kHz-Bandfilter: Sekundärkondensator entfernen und durch 120 pF + 2·100 pF ersetzen!

Fi 3 = 468-kHz-Bandfilter: unverändert.

Fi 4 = 468-kHz-Bandfilter: Änderungen wie bei Fi 2.

Fi 5 = 468-kHz-Bandfilter: Originalwicklungen entfernen und durch halbe Windungszahl ersetzen.

Fi 6 = 468-kHz-Bandfilter: Originalwicklung entfernen und neue Wicklung mit einem Sechstel der ursprünglichen Windungszahl aufbringen.

Fi 7 = 468-kHz-Bandfilter: Kondensatoren entfernen und durch 100 pF beziehungsweise 50 pF + 2·100 pF ersetzen. Wicklungen entfernen und mit der Hälfte der Originalwicklung versehen.
L_4 und L_5 je 10 Wdg. auf kaltes Ende von L_2 beziehungsweise L_3 gewickelt.

L_6 = L_7 = KW-Spulenkörper mit KW-Eisenkern; ca. 15 mm ⌀, 15 mm lange Wicklung; L = 29 µH (je nach Kern etwa 30 bis 40 Wdg.).

L_8 = Keramikkörper: 25 mm ⌀, 20 mm lange Wicklung, L = 7,6 µH, etwa 20 Wdg. Draht 0,8 mm ⌀.

L_9 = 40-m-Resonanzdrossel: wird im eingebauten Zustand auf 7,05 MHz abgeglichen; L ca. 25 µH.

L_{10} = 20-m-Resonanzdrossel: auf 14,2 MHz einstellen; L ca. 6 µH.

L_{11} = 14-m-Resonanzdrossel: auf 21,2 MHz einstellen; L ca. 3 µH.

L_{12} = 10-m-Resonanzdrossel: auf 28,5 MHz einstellen; L ca. 1,5 µH.

L_{13} = Vervielfacherspule: (Bemerkung siehe Schaltbild); L ca. 1,2 µH.

L_{14} = Saugkreisspule; auf 8 MHz einstellen; L ca. 13 µH.

Es wurde für die Filter Fi 1 bis Fi 8 vorausgesetzt, daß die verwendeten Rundfunkbandfilter Kreiskapazitäten von 160 pF haben, wie das bei Görler- und Neumann-Filtern der Fall ist.
Für die neuen Kreiskapazitäten verwende man Styroflex- oder Tempa-S-Kondensatoren.

Für die Resonanzdrosseln empfehlen sich 10-mm-Stiefelkörper mit KW-Eisenkern. Die Zylinderwicklungen sollen eine Länge von etwa 10 bis 15 mm haben. Dementsprechend ist die Drahtstärke zu wählen. Mit Griddipper im eingebauten Zustand abgleichen!

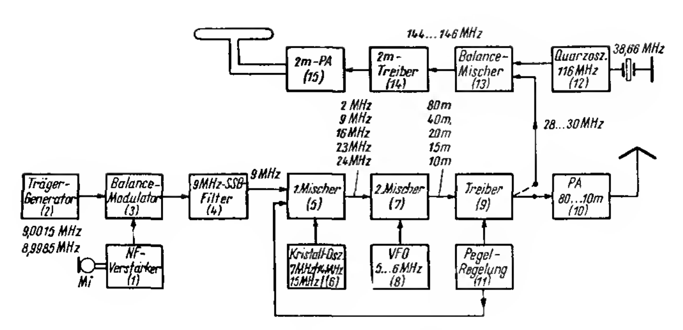


Bild 23 9-MHz-Filtersender mit 2-m-Zusatz (Blockschaltung)

Treibers ein konstantes Ausgangssignal sicherzustellen. Die Pegelhaltung verhindert die Übersteuerung der Endstufe. Die genaue Funktionsbeschreibung folgt im Abschnitt 6.2.
In Bild 20 wird die komplette Schaltung des Gerätes gezeigt.
Eine andere Lösung eines Allband-Filtersenders zeigte DL 1 HM [22]. Er verwendet ein kommerziell gefertigtes SSB-Quarzfilter (Mc Coy) für eine Durchlaßfrequenz von 9 MHz. Außer den Kurzwellenbändern kann durch ein Zusatzgerät das 2-m-Amateurband erfaßt werden. Dieser 2-m-Teil wird vom Treiber des SSB-Senders im Bereich 28 bis 30 MHz angesteuert. Ein Mischer setzt auf 144 bis 146 MHz um. In Bild 23 ist die Blockschaltung der gesamten Anlage wiedergegeben. Die einzelnen Kurzwellenbänder werden in folgender Weise erreicht:

Band m	Eingang 1. Misch-stufe (5) MHz	Quarz-Oszillator (6) MHz	Eingang 2. Misch-stufe MHz	VFO (8) MHz	Eingang Treiber (9) MHz
80	9	—	9	5,2 bis 5,5	3,8 bis 3,5
40	9	7	2	5,0 bis 5,1	7,0 bis 7,1
20	9	—	9	5,0 bis 5,35	14,0 bis 14,35
14	9	7	16	5,0 bis 5,45	21,0 bis 21,45
10 I	9	14	23	5,0 bis 6,0	28,0 bis 29,0
10 II	9	15	24	5,0 bis 6,0	29,0 bis 30,0

Die gewählte Umsetzung von 9 MHz auf alle Amateurbänder im Kurzwellenbereich mit Hilfe eines einzigen Quarzes von 7 MHz ist sehr einfach und dürfte sich auch für die im Abschnitt 4.3. dargestellte 9-MHz-Phasenmethode eignen. Es ergäbe sich dann eine Kombination aus den Stufen Rö 1 bis Rö 4 einschließlich L_8 und C (Bild 35) und den Stufen 5 bis 10 (Bild 23).

Auf Einzelheiten in der Ausführung der Baustufen sei verzichtet. Der interessierte Leser möge sich aus der Vielzahl der dargestellten Misch- und Oszillatorschaltungen selbst eine auswählen. Als Beispiele seien genannt für

Stufe 5: Bild 18, Rö 4
Stufe 6: Bild 20, Rö 8
Stufe 7: Bild 20, Rö 7
Stufe 8: Bild 35, Rö 7
Stufe 9: Bild 36, Rö 6
Stufe 10: Bild 46,
Stufe 11: Bild 54

4. Die Einseitenband-Phasenmethode

4.1. Prinzip und Blockschaltung eines SSB-Phasensenders

Wenn sich 2 Schwingungen überlagern, so tritt eine einfache Addition der jeweiligen Momentanwerte (Elongationen) dieser Schwingungen auf. Die sich daraus ergebende, resultierende Schwingung kann im Höchstfalle gleich der Summe und im Minimalfalle gleich der Differenz der Maximalwerte der sich überlagernden Schwingungen sein. Es darf als bekannt vorausgesetzt werden, daß man eine Sinusschwingung entweder als Sinuskurve (Elongation y dargestellt als Funktion des Phasenwinkels φ oder der Zeit t) oder auch als rotierenden Zeiger darstellen kann (Bild 24). Die Zeigerdarstellung ist einfacher und meist auch übersichtlicher, erlaubt jedoch nur, einen Momentanzustand aufzuzeichnen. Aus den grafischen Darstellungen zweier Schwingungen ist die resultierende Schwingung leicht zu ermitteln.
Bild 25a zeigt die Überlagerung zweier Schwingungen mit gleicher Frequenz und gleicher Amplitude. Ihre gegenseitige Phasenverschiebung beträgt 180°. Aus der geometrischen Addition der Momentausschläge y ergibt sich für die Resultierende an allen Stellen der Wert 0; das heißt, die Schwingungen haben sich ausgelöscht. In Bild 25b ist die Überlagerung zweier gleicher, aber um 90° phasenverschobener Schwingungen dargestellt.
Das beschriebene Prinzip ist praktisch bei der DSB-Methode (Abschnitt 2) ausgenutzt worden. Da die Gitter im Gegentakt angesteuert werden, treten die HF-Schwingungen an den parallelgeschalteten Anoden mit einer Phasenverschiebung von 180° auf und löschen sich bei Amplitudengleichheit gegenseitig aus.
Ähnlich wird beim SSB-Phasensender verfahren. Das Problem ist aber deshalb nicht mehr so einfach zu lösen, weil außer dem

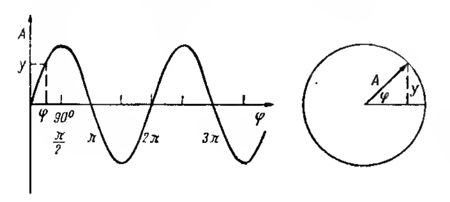
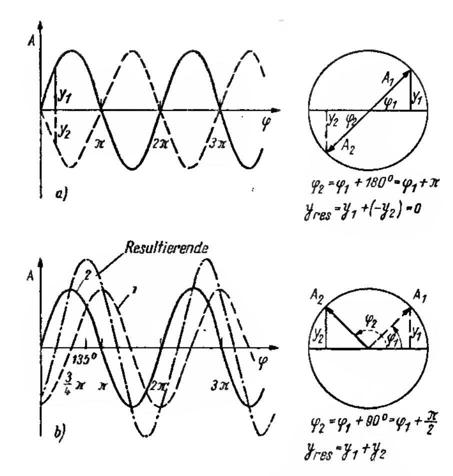


Bild 24
Linien- und Zeigerdarstellung einer Wechselspannung

Bild 25
Überlagerung zweier Wechselspannungen



Träger ein Seitenband unterdrückt werden muß. Praktisch verwendet man dazu 2 Gegentaktstufen mit insgesamt 4 Röhrensystemen als Modulator, in denen die Modulationsfrequenzen

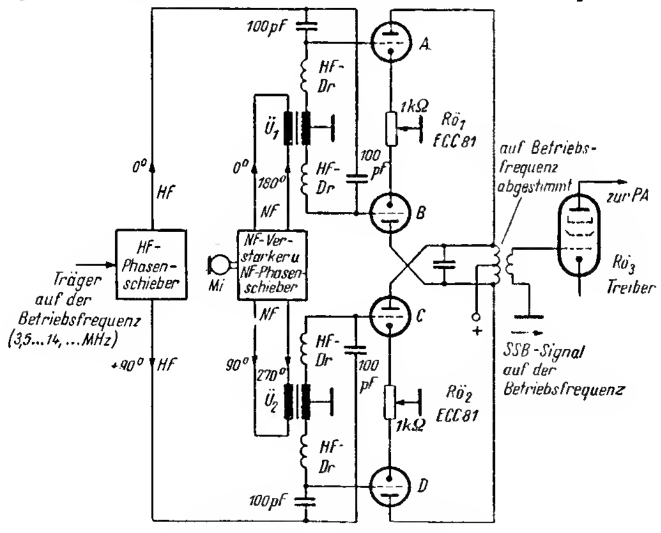


Bild 26 SSB-Doppelbalance-Modulator für Phasensender unter Verwendung von vier Triodensystemen

jeweils 90° Phasendrehung zueinander aufweisen. Ferner erhalten die beiden Gegentakteinheiten an den für die HF-Spannung parallelliegenden Steuergittern hochfrequente Steuerspannungen, die ebenfalls 90° Phasenverschiebung zueinander besitzen. Aus Bild 26 kann man dieses Prinzip erkennen.

Einem HF-Phasenschieber werden die Trägerfrequenz und einem NF-Phasenschieber die Modulationsfrequenzen (etwa 300 bis 3000 Hz) zugeführt. In Bild 27 sind die relativen Phasenlagen der Spannungen an den Röhrengittern, so wie sie durch die Phasenschiebung hervorgerufen werden, eingeschrieben.

Bild 27a zeigt in den ersten beiden Spalten die Lage der an den Steuergittern und im Anodenkreis der Modulatorröhren (Rö 1 mit den Röhrensystemen A und B und Rö 2 mit den Systemen C und D) auftretenden HF-Spannungen. Man erkennt, daß im Anodenkreis und damit auch am Steuergitter der folgenden Verstärkerröhre (Rö 3) der Träger bereits ausgelöscht ist. In den Spalten 3 und 4 wurde die relative Phasenlage der durch die Modulation in Rö 1 und Rö 2 entstandenen Seitenbänder dargestellt, so wie sie sich an den Anoden der Modulatorröhren (A, B, C, D) und am Gitter von Rö 3 zeigen. Es sind insgesamt 4, in ihrer Phase um 90° voneinander abweichende Schwingungen vorhanden. Das wird durch die Pfeile u_1 bis u_4 und o_1 bis o_4 in Spalte 3 dargestellt. u_1 eilt gegenüber u_3 um 90°, gegenüber u_2 um 180° und gegenüber u_4 um 270° voraus. Diese Feststellung trifft analog auch für o_1 bis o_4 zu. Der Phasensprung der Seitenbänder u_2 und o_2 an den Anoden der Modulatorröhren (Spalte 3) kommt dadurch zustande, daß das Röhrensystem B anodenseitig dem System A entgegengeschaltet ist. Das gleiche trifft für die Seitenbänder u_4 und o_4 zu (4. Zeile). Addiert man die Elongationen y_o und y_u, so erkennt man, daß die mit dem Index o gekennzeichneten Seitenfrequenzen infolge der gleichen Lage erhalten bleiben, während die Addition der mit dem Index u bezeichneten Seitenfrequenzen gegenseitige Auslöschung ergibt. Mit anderen Worten, am Gitter von Rö 3 ist nur noch das obere Seitenband wirksam (Spalte 5). Soll das untere Seitenband erhalten, das obere aber ausgelöscht werden, muß man die Primäranschlüsse des Übertragers $Ü_1$ vertauschen. Dann tritt die in Bild 27b gezeigte Phasenlage der Seitenbänder auf.

Anstelle der 4 Triodensysteme im Modulator lassen sich auch 4 Germaniumdioden verwenden (Bild 28). Das Prinzip der Erzeugung eines SSB-Signals mit Hilfe der Phasenmethode ist

1 Phasenlage der HF am Gitter der Mod-Röhren Rö 1 und Rö 2	2 Phasenlage der HF am Gitter von Rö 3	3 Phasenlage der Seitenbänder an den Anoden der Mod-Röhren	4 Phasenlage der Seitenbänder am Gitter von Rö 3	5 Addition der Seitenbänder am Gitter von Rö 3
a)				nur das obere Seitenband bleibt erhalten
b)				nur das untere Seitenband bleibt erhalten

Bild 27 Relative Phasenlage der Seitenbänder in den einzelnen Stufen des Phasensenders

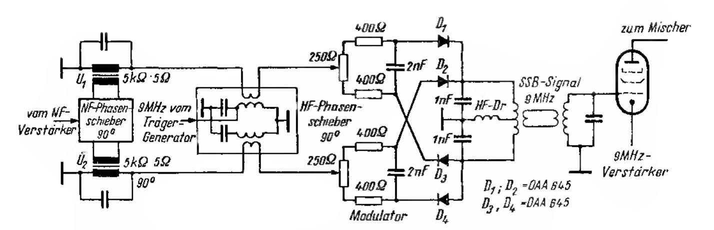


Bild 28 Prinzip des 9-MHz-Phasensenders mit Diodenmodulator

einfach und übersichtlich. Wenn die für die Filtermethode notwendigen Quarze fehlen, wird man mit Erfolg die Phasenmethode anwenden können. Es sind dann nur noch ein Schwingquarz für den Trägergenerator und einige Quarze für den Endumsetzer notwendig. Die vielen genauestens aufeinander abgestimmten Filterquarze entfallen.

Der praktischen Ausführung eines Phasensenders stehen bei mangelnder Erfahrung jedoch einige Schwierigkeiten entgegen, da es kompliziert ist, für alle Frequenzen die unbedingt notwendige gleiche Amplitude und genau 90° Phasenverschiebung einzuhalten. Das schwierigste Problem stellt die technisch einwandfreie Ausführung der NF- und HF-Phasenschieber dar.

Prinzipiell ergeben sich für die Anwendung der Phasenmethode 2 Varianten, die schon durch die Darstellungen in den Bildern 26 und 28 angedeutet wurden. So kann man einen vorhandenen Amateursender verwenden, wenn zwischen dessen Vervielfacherstufe und dem Treiber die im Bild 26 gezeigte Anordnung eingeschaltet wird. Der so entstandene SSB-Sender besteht also aus dem im Sender bereits vorhandenen VFO mit Vervielfacher, dem für den SSB-Betrieb zwischengeschalteten HF-Phasenschieber, dem NF-Verstärker mit NF-Phasenschieber, dem Doppelbalancemodulator sowie der im Sender ebenfalls schon vorhandenen Treiber- und PA-Stufe. Es müssen natürlich Vorkehrungen getroffen werden, die die Umschaltung der Treiber- und Endstufe bei SSB-Betrieb auf A- beziehungsweise AB-Einstellung gestatten.

Die zweite Variante, die allgemein als 9-MHz-Methode bezeichnet wird, greift nicht auf vorhandene Geräte zurück. Ein Quarzoszillator liefert die Trägerfrequenz von 9 MHz über einen HF-Phasenschieber an den Diodenmodulator, der mit 4 datengleichen Dioden bestückt ist (Bild 28). Gleichzeitig gelangen von einem NF-Verstärker mit NF-Phasenschieber 2 um 90° gegeneinander phasenverschobene Modulationsspan-

nungen an diesen Modulator. Das so gewonnene 9-MHz-SSB-Signal wird verstärkt und auf eine Mischstufe gegeben, der man von einem stabilen, frequenzvariablen VFO eine Oszillatorfrequenz zwischen 5 und 5,5 MHz zuführt. Der Ausgangskreis der Mischstufe kann nun auf die Differenzfrequenz 9 MHz — (5 bis 5,5) MHz = 3,5 bis 4 MHz oder auf die Summenfrequenz 9 MHz + (5 bis 5,5) MHz = 14,0 bis 14,5 MHz abgestimmt werden. Nach weiterer Geradeausverstärkung steht das Sendesignal im 80-m- und im 20-m-Amateurband zur Verfügung. Da Verdoppelung nicht möglich ist, können wir die anderen Bänder nur durch weitere Mischung erreichen.

4.2. HF- und NF-Phasenschieber

Für den HF-Phasenschieber genügen im allgemeinen einfache RC- oder RLC-Kombinationen, wie sie in den Bildern 29 und 30 dargestellt sind. Wenn der kapazitive Widerstand $R_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$ der Kondensatoren C_1 und C_2 gleich dem ohmschen Wert der Widerstände R_1 und R_2 ist, tritt am oberen Röhrensystem eine Phasenverschiebung der HF-Steuerspannung von +45° und am unteren Röhrensystem von —45° gegenüber der Spannung an den mit „HF" bezeichneten Anschlüssen auf. Der absolute Phasenunterschied beträgt also wie gefordert 90°.
Da der kapazitive und der induktive Widerstand frequenz-

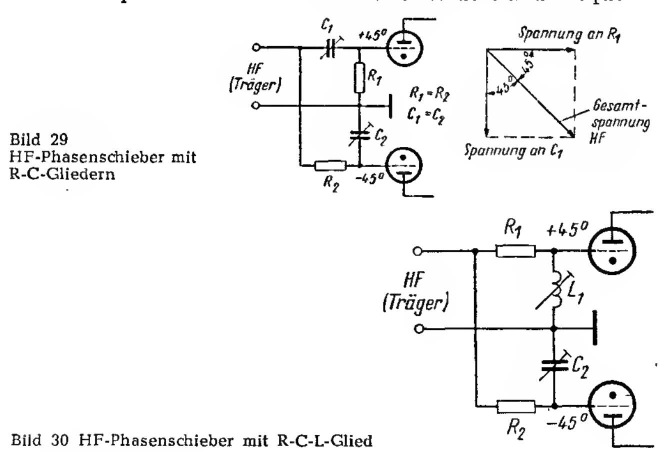


Bild 29
HF-Phasenschieber mit R-C-Gliedern

Bild 30 HF-Phasenschieber mit R-C-L-Glied

abhängig sind, ergibt sich nur bei einer einzigen Frequenz eine Phasenverschiebung von genau 90°. Der relative Frequenzunterschied innerhalb der Telefoniebereiche der Amateurbänder ist aber so klein, daß man mit einer Einstellung auskommt. Die Eingangsimpedanz der Anordnung ist gleich R. Wenn der Trägergenerator über ein 70-Ohm-Kabel angekoppelt werden soll, wird man R_1 und R_2 mit 70 Ohm bemessen müssen. Für die Kapazitäten beziehungsweise die Induktivitäten ergeben sich dann aus den Beziehungen

$$R = R_C = \frac{1}{\omega \cdot C} \text{ und } R = R_L = \omega L \text{ folgende Werte:}$$

$$C = \frac{10^6}{2\pi fR} \text{ und } L = \frac{R}{2\pi f}\ ;\ (3;\ 4)$$

R in Ω, f in MHz, C in pF, L in μH.

Beträgt R = 70 Ohm, müßten im kapazitiven Phasenschieber nach Bild 29 folgende Kapazitätswerte für C_1 und C_2 vorgesehen werden:

Trägerfrequenz MHz	Kapazität pF
3,8	600
7,1	320
14,3	160
21,4	107
28,5	80

Man kann den Phasenmodulator also ohne weiteres aus einem vorhandenen Amateurband-VFO mit Vervielfacherstufen ansteuern und erhält an seinem Ausgang bereits das auf dem gewünschten Frequenzband liegende SSB-Signal. Der HF-Phasenschieber muß bei Bandwechsel entsprechend umgeschaltet werden.

Eine zweite Möglichkeit, 2 gleich große um 90° zueinander phasenverschobene Spannungen zu erzeugen, zeigt Bild 31. Es handelt sich um ein Bandfilter, dessen Kreise auf die Trägerfrequenz abgestimmt sind. Bei kritischer Kopplung der Filterkreise treten in beiden Kreisen gleiche Spannungen auf, die genau 90° Phasenverschiebung zueinander aufweisen.

Für den NF-Phasenschieber könnte man die gleiche Anordnung wie für den HF-Phasenschieber verwenden, wenn nur eine Frequenz oder ein ganz schmales Frequenzband verarbeitet werden müßte. Wir haben es aber immer mit einem, mehrere

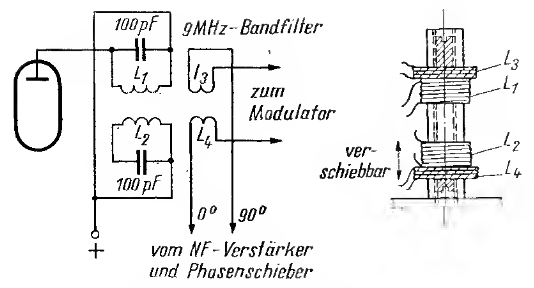


Bild 31 9-MHz-Bandfilter als Phasendrehglied

Oktaven umfassenden Frequenzbereich zu tun. Die einfachen Phasenschieberanordnungen müssen wir deshalb durch umfangreichere Netzwerke ersetzen (Bild 32). Zwischen den Punkten A und B tritt innerhalb eines relativ breiten Frequenzbandes eine Phasendifferenz von fast genau 90° auf.
Die angegebenen Werte aller zum Netzwerk gehörigen Bauelemente müssen mit mindestens $\pm 1\%$ Genauigkeit eingehalten werden. Beim Selbstbau des Netzwerkes wird man deshalb ohne genau geeichte Widerstands- und Kapazitätsmeßbrücke nicht auskommen. Da sowohl die Widerstände als auch die Kondensatoren nicht handelsübliche Werte aufweisen, muß man die geforderten Größen durch Reihen- und Parallelschaltungen herstellen. Vom NF-Phasenschieber und der nachfolgenden Gegentaktstufe einschließlich der Übertrager hängt die Güte der Seitenbandunterdrückung und damit die Qualität des SSB-Signals entscheidend ab. Statt des Eingangsübertragers $Ü_3$ kann zur Erzeugung der 2 gegenphasigen Spannungen auch eine Katodynstufe mit der EC 92 oder $^1/_2$ ECC 81 verwendet werden (Bild 32c). An die Katodynstufe schließt sich ein von Dome angegebenes symmetrisches Phasendrehglied [28] an, das ähnliche Eigenschaften wie das in Bild 32a angegebene Netzwerk aufweist.
Wie aus der grafischen Darstellung in Bild 32 hervorgeht, erfolgt die gewünschte Phasendrehung nur im Bereich von 300 bis 3000 Hz. Es muß deshalb bereits im NF-Verstärker eine Bandbegrenzung auf diesen Bereich vorgenommen werden. Das erreicht man am einfachsten durch entsprechende Auswahl der Koppel- und Katodenkondensatoren im NF-Verstärker und durch Parallelschaltung von Kondensatoren zu den Anoden- oder Gitterableitwiderständen der Verstärkerröhren. Kleine

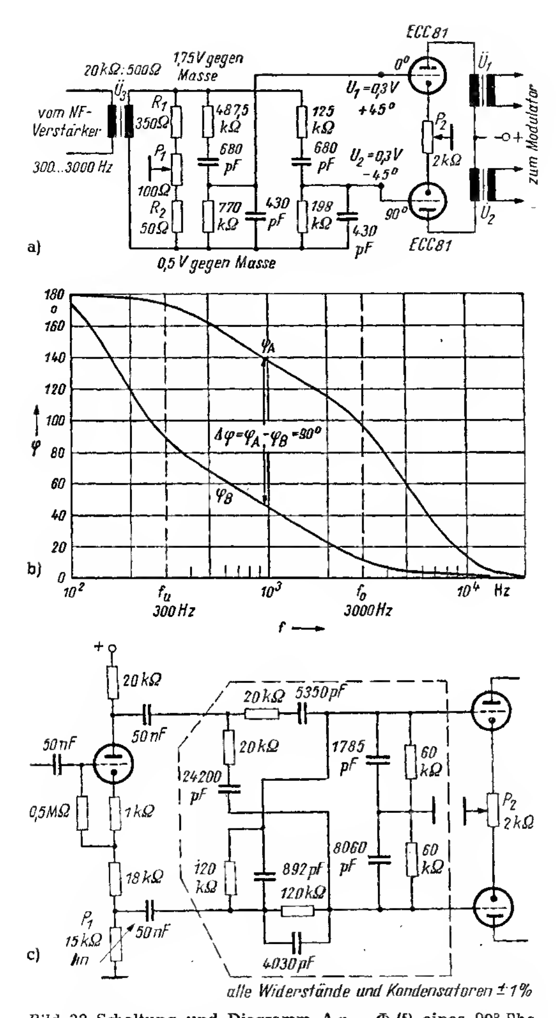


Bild 32 Schaltung und Diagramm $\Delta\varphi = \Phi(f)$ eines 90°-Phasenschiebers für den Bereich 300 bis 3 000 Hz, Eingangsimpedanz etwa 500 Ohm
c) Katodynstufe und Dome-Phasendrehglied zur Erzeugung zweier um 90° phasenverschobener NF-Spannungen im Bereich 300 bis 3 000 Hz

Koppel- und Katodenkondensatoren (1 nF bzw. 0,1 μF) bewirken eine Beschneidung der tiefen Frequenzen, Ableitkondensatoren in der Größenordnung von 200 bis 1000 pF rufen eine Dämpfung der hohen Frequenzen hervor. Bessere Erfolge sind durch den Einbau eines entsprechend bemessenen NF-Filters zu erreichen.
Bild 33 zeigt einen einfachen Tiefpaß, der oberhalb 2,5 bis 3,0 kHz sperrt. Die Tiefen müssen in oben angegebener Weise gedämpft werden. Weitere Hinweise sind im Band „Modulationsarten und Modulatorschaltungen" der Reihe „Der praktische Funkamateur" zu finden. Der Tiefpaß arbeitet nur dann richtig, wenn der angegebene Abschlußwiderstand von 500 Ohm, für den das Filter berechnet wurde, tatsächlich eingehalten wird. Es kann also unmittelbar der Phasenschieber nach Bild 32 folgen, nicht aber der nach Bild 34. Für den zweiten Phasenschieber wäre ein Anpaßübertrager notwendig, der von 500 Ohm auf 2500 Ohm übersetzt, was man durch ein Windungszahlverhältnis von 1:2,2 erreichen würde.
Mit dem Symmetrieregler P_1 der Phasenschieber werden gleiche Ausgangsspannungen U_1 und U_2 eingestellt. Daß der Eingangswiderstand in 2 ungleiche Teile aufgegliedert ist, hat seinen Grund in der im Netzwerk selbst auftretenden ungleichen Dämpfung im Verhältnis von etwa 7:2. Mit dem Reg-

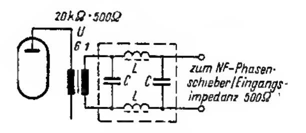


Bild 33
NF-Tiefpaßfilter mit einer oberen Grenzfrequenz von 2 600 Hz und 500 Ohm Eingangsscheinwiderstand — C = 0,1 µF (Styroflex); L = 25 m H (Hescho-Ferrit-Schalenkern 18 · 14; HF-K 518/II, Manifer 5c; 425 Wdg.)

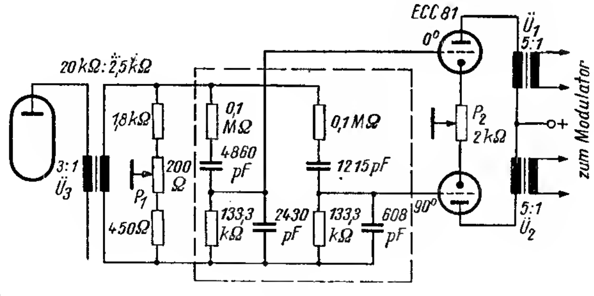


Bild 34
90°-NF-Phasenschieber mit einem Eingangsscheinwiderstand von 2 500 Ohm

ler P_2 werden die unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren der Gegentaktröhren ausgeglichen, so daß in deren Anodenkreisen zwar um 90° phasenverschobene, aber absolut gleich große NF-Spannungen auftreten.
Durch eine andere Dimensionierung der Bauteile des Phasenschiebers ist es möglich, im Bedarfsfall den Eingangswiderstand zu ändern. Mit den in Bild 34 eingezeichneten Bauteilen ergibt sich beispielsweise, wie bereits erwähnt, ein Eingangswiderstand von 2,5 kOhm.
Die exakte Einstellung der Symmetrieregler kann nur mit einem Röhrenvoltmeter mit NF-Tastkopf oder einem Katodenstrahloszillografen vorgenommen werden. Zunächst stellt man bei einer Festfrequenz von 1 kHz mit P_1 die im Schaltbild angegebenen Spannungen an den Steuergittern der Gegentaktröhren ein. Danach mißt man die Ausgangsspannungen an den Übertragern $Ü_1$ und $Ü_2$. Die Spannungsgleichheit ist mit P_2 einzuregeln.
Wird ein Oszillograf benutzt, gibt man zunächst aus einem Tongenerator eine NF-Spannung von 1 kHz gleichzeitig an die Zeit- und die Meßplatten und stellt die Verstärkungsregler des Oszillografen so ein, daß ein Strich von 45° Neigung auf dem Bildschirm erscheint. Danach werden der Oszillograf mit den X-Platten am oberen Phasenschieberausgang gegen Masse und die Y-Platten am unteren Phasenschieberausgang und Masse angeschlossen. Der NF-Generator speist 1 kHz in den NF-Verstärker ein. Bei richtiger Einstellung des Reglers P_1 erscheint auf dem Schirm des Oszillografen ein Kreis. Die Einstellung sollte bei Frequenzen zwischen 300 und 3000 Hz kontrolliert werden.
Als sehr vorteilhaft hat es sich erwiesen, die Ausgangsübertrager gleichstromfrei anzuschließen, wie es in Schaltbild 35 angegeben ist.

4.3. Ein SSB-Phasensender nach der 9-MHz-Methode

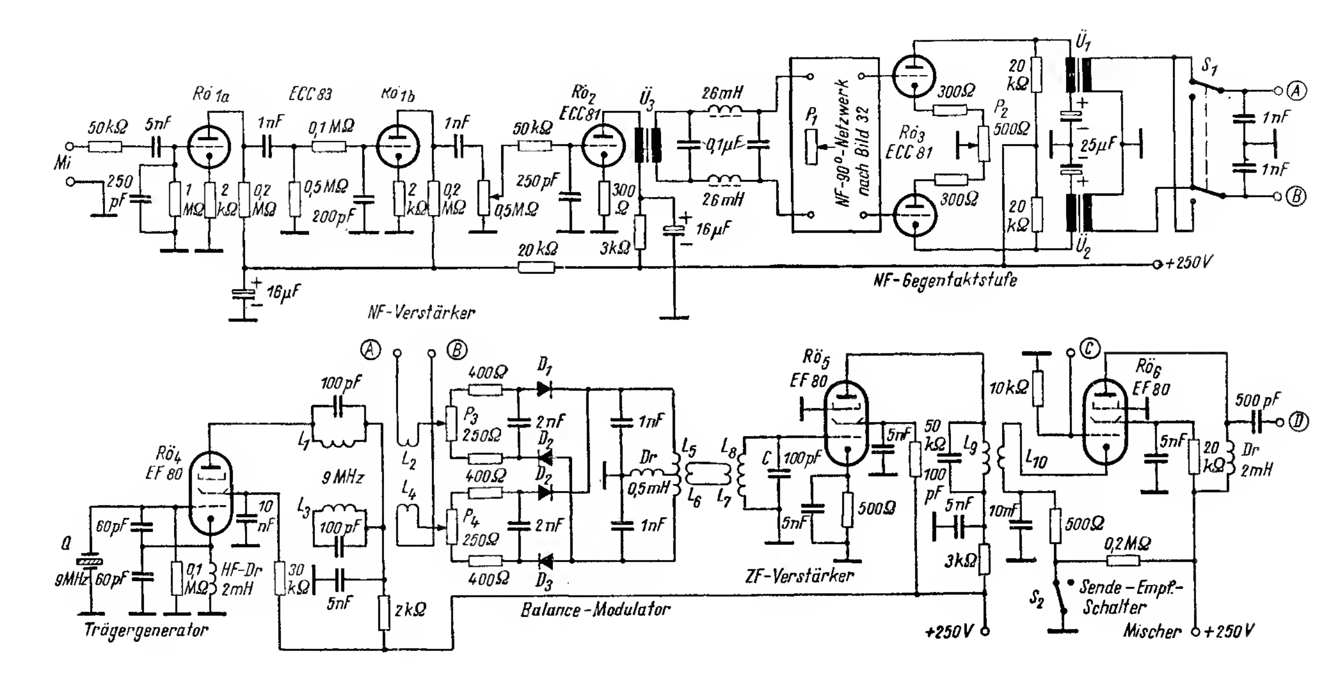
Bild 35 zeigt die Schaltung eines SSB-Senders, der nach der 9-MHz-Methode arbeitet. Es kann damit auf dem 80-m- und dem 20-m-Band gesendet werden [17]. Der Aufwand liegt in tragbaren Grenzen, zumal nur ein einziger Quarz benötigt wird. Da alle Baueinheiten in vorstehenden Abschnitten besprochen wurden, kann man darauf verzichten, nochmals auf alle Einzelheiten einzugehen.
Es sei jedoch besonders darauf hingewiesen, daß den Über-

tragern $Ü_1$ und $Ü_2$ größte Aufmerksamkeit zu schenken ist. Sie müssen unbedingt in ihrem Aufbau und den elektrischen Daten genau übereinstimmen. Man kann ohne weiteres qualitativ hochwertige Rundfunk-Ausgangsübertrager (5 k Ω : 6 Ω) benutzen, sollte sie aber vor dem Einbau mit einer Primärspannung von 30 V/1 000 Hz durchmessen und auf Identität überprüfen. Die Praxis hat gezeigt, daß diese Übertrager sehr starken Einfluß auf die Phasenverhältnisse ausüben. Wenn sie durch Gleichströme vormagnetisiert werden, verderben sie in unkontrollierbarer Weise die mit dem Phasenschieber-Netzwerk erzeugte Phasendrehung. Aus diesem Grunde sind die Übertrager gleichstromfrei mit den Gegentaktröhren verbunden [18].

Tafel 4 Bauteile für den SSB-Phasensender nach Bild 35

L_1 = 3 μH, etwa 17 Wdg. auf 10 mm ⌀ mit KW-Eisenkern, 12 mm lang
L_3 = 3 μH
L_2 = 3 Wdg. über kaltes Ende von L_1
L_4 = 3 Wdg. über kaltes Ende von L_3
Abstand der Spulen L_1 und L_3 verschiebbar von 15 bis 35 mm
L_5 = 0,6 μH, ca. 8 Wdg. auf 10 mm ⌀ mit KW-Eisenkern, 12 mm lang, mit Mittelanzapfung
L_6 = 1 Wdg. über Spulenmitte von L_5; L_{14} = 7 μ H, auf Keramikkörper
L_7 = 3 Wdg. über kaltes Ende von L_8; C_5 = Lufttrimmer 5...20 pF
L_8 und L_9 wie L_1
L_{10} = 4 Wdg. über kaltes Ende von L_9
L_{11} = 11 μH, etwa 25 Wdg. auf 20 mm ⌀, 15 mm lang
L_{12} = 2 μH, 10 Wdg. auf 20 mm ⌀, 12 mm lang
L_{13} = Collins-Tankkreisspule für 3,5 und 14 MHz
C_1 = C_2 = 1-nF-Glimmer-oder-Styroflex
C_3 = 10-pF-Condensa F + 70-pF-Calit + 5 ... 20-pF-Lufttrimmer
C_4 = Luftdrehko 5 bis 60 pF
D_1, D_2, D_3, D_4 = 2 Diodenpaare OAA 645

Vom SSB-Sender wird ein äußerst stabiles Signal verlangt. Er muß in seiner Frequenzstabilität einem Frequenzmesser gleichen. Das gilt sowohl hinsichtlich der mechanischen als auch der Kurz- und Langzeitstabilität. Der VFO muß deshalb in eine allseitig geschirmte, verwindungsfeste Box eingebaut und durch entsprechende Auswahl der Schwingkreiskondensatoren temperaturkompensiert werden. In einem Temperaturintervall von 10 °C bis wenigstens 40 °C sollte bei Überprüfung mit einem quarzkontrollierten Frequenzmesser noch keine Frequenzabweichung festzustellen sein. Es ist vorteilhaft, über ein reichhaltiges Sortiment verschiedener Kondensatoren mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten zu verfügen, um schrittweise durch Austausch der Kondensatoren dem Idealfall nahe zu kommen. Diese Arbeit ist sehr zeitraubend, aber notwendig. Für die Oszillatorspule kommt nur eine Keramikspule mit aufgebrannter Silberwicklung oder eine auf einen Keramikkörper mit mindestens 0,7 mm starkem Kupferdraht


NF-Verstärker
NF-Gegentaktstufe
NF-90°-Netzwerk nach Bild 32
Trägergenerator
Balance-Modulator
ZF-Verstärker
Sende-Empf.-Schalter
Mischer
+250V

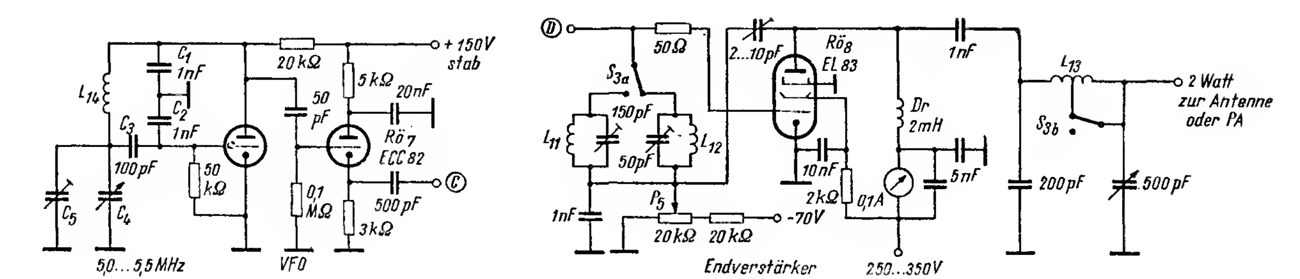


Bild 35 Komplette Schaltung eines SSB-Phasensenders nach dem 9-MHz-Prinzip für das 80- und 20-m-Amateurband (Bauelemente siehe Tafel 4)

gewickelte, durch mehrfaches Erwärmen auf 70 °C und Abkühlen auf 0 bis 10 °C künstlich gealterte, in reinem Bienenwachs getränkte Spule in Betracht.

Abgeglichen wird der Sender in folgender Reihenfolge: Nachdem man sich davon überzeugt hat, daß der Trägeroszillator schwingt, stimmt man L_1 und L_3, die etwa 30 mm Abstand voneinander haben sollen, auf Resonanz ab. P_3 und P_4 werden in Mittelstellung gebracht und die zwischen Schleifer und Masse stehende Spannung wird mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Die Spulen L_1 und L_3 schiebt man nun so weit zusammen, bis die beiden Spannungen gleich groß sind. Gegebenenfalls ist die Resonanzeinstellung der Spulen zu korrigieren. Danach werden L_5, L_8 und L_9 auf Resonanz (9 MHz) abgeglichen, was mit dem Röhrenvoltmeter sehr einfach durchzuführen ist.

Mit einem Frequenzmesser wird überprüft, ob der VFO auf der geforderten Frequenz schwingt (5 bis 5,5 MHz). Dann desymmetriert man den Modulator, indem man die Schleifer von P_3 und P_4 verstellt, und stimmt nun L_{12}, L_{13} auf 14,35 MHz und anschließend L_{11}, L_{13} auf 3,7 MHz ab. Danach wird durch Verstellen der Regler P_3 und P_4 versucht, den Träger zu unterdrücken. Zur Messung und Kontrolle der Vorgänge kann entweder ein Röhrenvoltmeter, ein Diodenvoltmeter oder ein KW-Superhet mit S-Meter lose am Senderausgang angekoppelt werden.

Wenn P_1 und P_2 in der im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Weise eingestellt wurden, kann man einen 1000 Hz-Ton auf den NF-Verstärker-Eingang geben und in einem trennscharfen Amateurempfänger die Seitenbänder abhören. Das eine Seitenband wird sehr stark, das andere verhältnismäßig schwach wahrzunehmen sein. Wir können nun versuchen, durch vorsichtiges Nachstellen der Regler P_1 und P_2 das schwächere Seitenband noch stärker zu dämpfen. Danach schaltet man S_1 um. Jetzt muß das ursprünglich starke Seitenband geschwächt erscheinen. Die erzielte Seitenbanddämpfung sollte in beiden Schalterstellungen gleich groß sein. Ist das nicht der Fall, muß die Einstellung des Filters L_1, L_3 überprüft und korrigiert werden. Eine Seitenbanddämpfung von besser als 35 dB sollten wir unbedingt anstreben.

Es sei noch erwähnt, daß sich bei zu fester Kopplung der Spulen L_3, L_4, durch Unsymmetrien im Aufbau der Spulen L_5, L_6 sowie bei stark voneinander abweichenden Daten der Modulatordioden Schwierigkeiten bei der Trägerunterdrückung einstellen können.

In der Senderendstufe kann an Stelle der vorgeschlagenen EL 83 auch eine EL 34 mit 400 bis 600 V Anodenspannung eingesetzt werden. Diese Röhre gibt etwa 10 W HF-Leistung ab. Mit P_5 wird die negative Gittervorspannung der Endröhre so eingestellt, daß sie im A-Betrieb arbeitet. Das ist bei Verwendung der EL 34 mit etwa 40 mA, der EL 83 mit etwa 30 mA und der 6AG7 mit etwa 30 mA Anodenruhestrom der Fall.
Natürlich kann der Sender auch für den Betrieb auf den übrigen Amateurbändern hergerichtet werden. Dazu muß jedoch der Mischstufe Rö 6 eine zweite Mischstufe folgen, wie sie bereits in Bild 18 (Rö 4) dargestellt wurde. Schließlich bietet sich als zweite Möglichkeit die unter 3.6. erläuterte Methode an, für die nur ein 7-MHz-Quarz benötigt wird. Vom 9-MHz-Kreis L_8/100 pF in Bild 35 müßte man auf die in Bild 23 dargestellte erste Mischstufe (5) gehen und das Signal in der dort gezeigten Weise weiterverarbeiten.

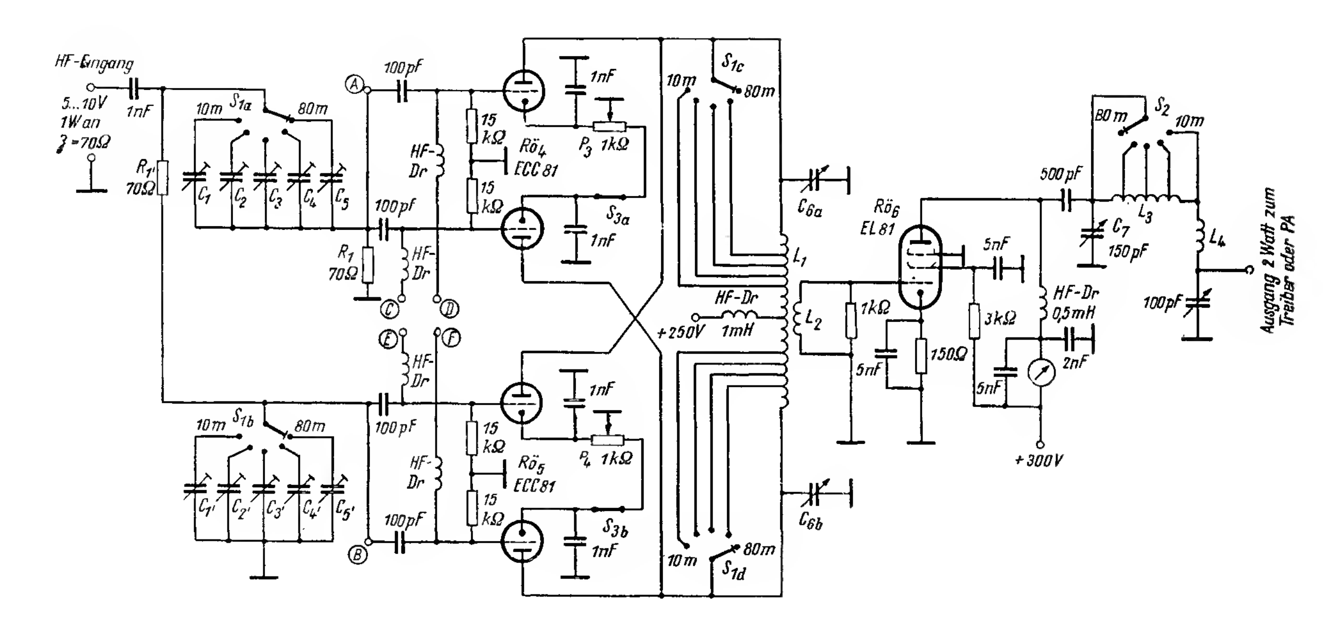
4.4. Ein SSB-Phasenexciter als Zusatzgerät für einen vorhandenen Amateursender

Um auch ein Beispiel für die zweite Phasenmethode zu zeigen, gibt Bild 36 eine Anordnung wieder, die zwischen VFO-Verdoppler und Treiberstufe eines vorhandenen KW-Senders geschaltet wird und damit den Sender für den SSB-Betrieb geeignet macht.

Tafel 5 Bauteile für das SSB-Zusatzgerät nach Bild 36

$C_1 = C_1' = 80$ pF; $C_2 = C_2' = 107$ pF; $C_3 = C_3' = 160$ pF; $C_4 = C_4' = 320$ pF;
$C_5 = C_5' = 600$ pF
C_{6a}, C_{6b} = Drehko 2·150 pF
L_3 = 60 Wdg., 0,8 CuL, 25 mm ⌀, Anzapfung bei 5 Wdg., 12 Wdg., 25 Wdg.
L_4 = 7 Wdg., 1,5 CuL, 20 mm ⌀
L_1 = 2·28 Wdg., 0,7 CuL, 20 mm ⌀, Abgriffe bei 2·5 Wdg., 7 Wdg., 12 Wdg., 18 Wdg.
L_2 = 4 Wdg., 0,7 CuLSS, über Mitte von L_1
$Ü_1 = Ü_2$ = 2 : 1 bis 5 : 1

Der HF-Phasenschieber besteht aus C_1 bis C_5 und R_1. Er könnte natürlich ebensogut als R-L-C-Phasenschieber ausgeführt werden. Im Abschnitt 4.2. wurde die Berechnungsgrundlage für die Phasenschieberbauteile gegeben, so daß es leicht möglich ist, den Adapter-Eingang den jeweiligen Bedingungen anzupassen. Die endgültige Einstellung der Kondensatoren C_1 bis C_5, die vor dem Einbau ins Gerät auf die errechneten Werte abgeglichen wurden, erfolgt nach der Montage mit dem Röhrenvoltmeter auf gleiche Spannungswerte an den Punkten A und B.


HF-Eingang
5...10V
1W an
Z =70Ω
1nF
R1' 70Ω
S1a
10m
80m
C1
C2
C3
C4
C5
S1b
C1'
C2'
C3'
C4'
C5'
100pF
HF-Dr
R1 70Ω
15 kΩ
Rö4 ECC 81
Rö5 ECC 81
P3 1kΩ
P4 1kΩ
S3a
S3b
1nF
S1c
S1d
+250V
HF-Dr 1mH
L1
L2
C6a
C6b
Rö6 EL 81
1kΩ
150Ω
5nF
3kΩ
HF-Dr 0,5mH
2nF
+300V
500pF
C7 150pF
S2
L3
L4
100pF
Ausgang 2 Watt zum Treiber oder PA

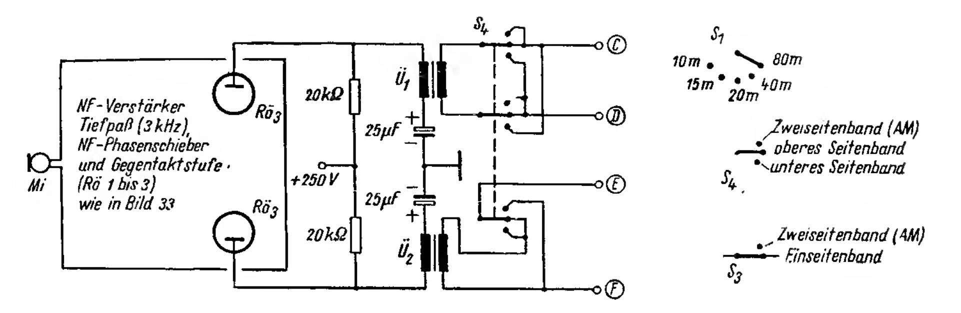


Bild 36 SSB-Zusatzgerät für einen vorhandenen Amateursender (Phasenmethode)

Mit den Reglern P_3 und P_4 wird der Modulator symmetriert, so daß ohne Modulationsspannung der Träger ausgelöscht, zumindest auf 40 dB gedämpft ist. Am Gitter von Rö6 darf also keine HF-Spannung nachzuweisen sein.
Der Schalter $S_{3a,b}$ gestattet in einfacher Weise eine Desymmetrierung, so daß die Schwingungskreise bequem auf die Betriebsfrequenz abgestimmt werden können.
Der Seitenbandwechsel erfolgt durch Umtauschen der Anschlüsse des NF-Übertragers $Ü_1$. Diese Umschaltung bewirkt S_4. Auf die dritte Schalterstellung von S_4 kann verzichtet werden, wenn auf den Zweiseitenbandbetrieb, der in der dritten Einstellung möglich ist, kein Wert gelegt wird.
Der NF-Verstärker und der Phasenschieberteil entsprechen vollkommen denen in Bild 35 und 32.

4.5. Die Phasenmethode nach Weaver [20, 21]

Die Phasenmethode zur Erzeugung eines Einseitenbandsignals geht bekanntlich davon aus, daß in einem Modulator 2 um 90° phasenverschobene HF-Spannungen (Trägerfrequenz) mit ebenfalls 90° gegeneinander phasenverschobenen NF-Spannungen (Modulationsfrequenz) moduliert werden. Dadurch heben sich am Ausgang des Modulators die HF-Spannungen auf und bilden mehrere Seitenfrequenzen. Die Phasenlage dieser Seitenfrequenzen bewirkt teilweise Auslöschung und teilweise Verstärkung. Die sich verstärkenden Teile entsprechen einem Seitenband.

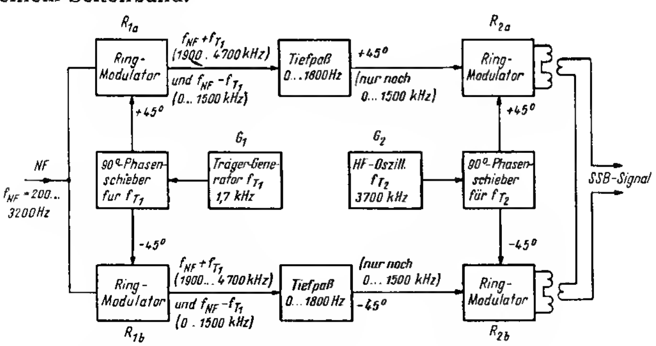


Bild 37 Blockschaltung einer SSB-Einrichtung nach dem Phasenprinzip von Weaver

Im Grunde genommen macht auch Weaver nichts anderes; nur geht er von einem anderen Verfahren zur Erzeugung der phasenverschobenen Seitenbänder aus. Bekanntlich ist es sehr einfach, genau um 90° phasenverschobene Spannung einer einzigen Frequenz zu erzeugen, dagegen recht schwierig und kritisch, Phasenschieber-Netzwerke für ein breites Frequenzband zu bauen. Die Methode nach Weaver kommt nun tatsächlich ohne das kritische NF-Phasenschieber-Netzwerk aus. Sie setzt an seine Stelle eine trägerfrequente Umwandlung durch 2 gleiche, aber um 90° phasenverschobene Hilfsträger f_{T1}. Bild 37 veranschaulicht dieses Verfahren:

Ein NF-Band f_{nf} = 200 bis 3 200 Hz gelangt gleichzeitig an 2 Ringmodulatoren R_{1a} und R_{1b}. In einem RC-Generator G_1 wird eine Hilfsträger-Frequenz f_{T1} = 1 700 Hz erzeugt und über einen einfachen, völlig unkritischen RC-Phasenschieber, der nur für diese eine Frequenz bemessen sein muß, ebenfalls an die Ringmodulatoren gegeben. In den Modulatoren entstehen als Mischprodukte die Summenfrequenzen (oberes Seitenband) von 1 700 Hz + (200 bis 3 200) Hz = 1 900 bis 4 900 Hz und die Differenzfrequenzen (unteres Seitenband) von 1 700 Hz — (200 bis 3 200) Hz.

Da der Hilfsträger in der Mitte des zu übertragenden NF-Bandes liegt, ist das entstehende untere Seitenband in 2 Teilbänder aufgeteilt, die ineinander verschachtelt sind; und zwar 1 700 Hz — (200 bis 1 700) Hz = 1 500 bis 0 Hz und (1 700 bis 3 200) Hz — 1 700 Hz = 0 bis 1 500 Hz.

Die Teilbänder unterscheiden sich, da sie einerseits aus $f_T - f_{nf}$, andererseits aber aus $f_{nf} - f_T$ gebildet wurden, lediglich in ihrer Phasenlage, was allein ihre Trennung beziehungsweise Aufspaltung wieder ermöglicht. Die Bilder 38a und 38b sollen diese etwas komplizierten Verhältnisse veranschaulichen.

Im Ringmodulator wird der Träger unterdrückt; f_{T1} = 1 700 Hz tritt also nicht mehr am Modulatorausgang auf, wohl aber erscheinen die Seitenbänder, die im oberen Zweig der Schaltung um 90° gegenüber denen im unteren Zweig phasenverschoben sind. Den Ringmodulatoren folgen 2 gleiche Tiefpaßfilter, die die oberen Seitenbänder abschneiden. Die Wirksamkeit der Filter ist infolge der relativ niedrigen Frequenzlage trotz einfachen Aufbaus sehr gut. Die unteren, „gefalteten" Seitenbänder gelangen über die Tiefpässe in die Ringmodulatoren R_{2a} und R_{2b}. Diesen Modulatoren werden über einen RC-Phasenschieber 2 wieder um 90° verschobene Trägerschwingungen von

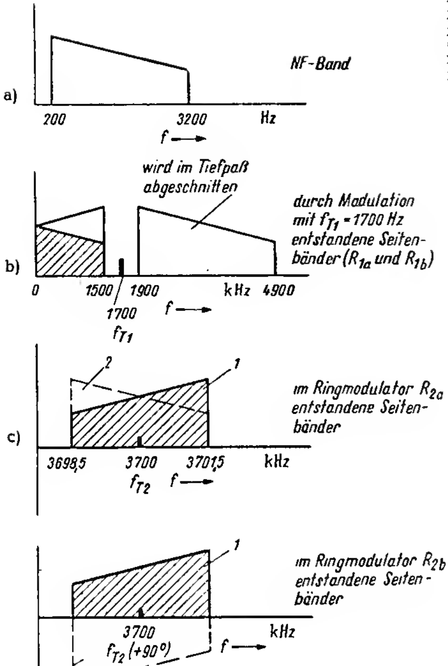


Bild 38
Bildung des Einseitenbandsignals in den Ringmodulatoren des SSB-Senders nach Weaver

beispielsweise f_{T2} = 3 700 kHz zugeführt. Am Ausgang der Ringmodulatoren ist f_{T2} nicht mehr vorhanden, wohl aber die jeweiligen Summen- und Differenzfrequenzen, die die endgültigen Seitenbänder darstellen. Die Lage der im Ringmodulator R_{2a} entstandenen Seitenbänder zeigt Bild 38c. Im Modulator R_{2b} geschieht prinzipiell das gleiche; jedoch ist das eine Seitenband wie beabsichtigt gegenüber dem in R_{2a} entstandenen um 180° phasenverschoben. Das wird in Bild 38d dadurch versinnbildlicht, daß ein Seitenband nach unten umgeklappt gezeichnet wurde. Die letzten beiden Ringmodulatoren arbeiten auf eine gemeinsame Ausgangsschaltung, in der sich die Seitenbänder addieren. Die mit „1" bezeichneten Teile bleiben erhalten, die mit „2" bezeichneten löschen sich gegenseitig aus.
Wird der Ausgang des Endmodulators R_{2b} umgepolt, klappt „1"

nach unten, „2" nach oben um. Jetzt bleiben die mit „2" bezeichneten Teile, also das andere Seitenband, erhalten, während „1" verschwindet.
Um das Signal im Empfänger demodulieren zu können, muß im Empfangsgerät ein Hilfsträger, der sogenannte Nominalträger, zugesetzt werden, der um f_{T1} (in unserem Beispiel 1 700 Hz) neben dem eigentlichen, im Sender allerdings unterdrückten Hauptträger (in unserem Beispiel 3 700 kHz) liegt.
Das Verfahren nach Weaver wurde ausführlich beschrieben, weil es für den Amateursenderbau besonders geeignet erscheint. Für die Ringmodulatoren empfiehlt es sich, die Diodenquartetts 04A657 (VEB Werk für Fernsehelektronik) zu verwenden. Für die Ausführung der Tiefpässe TP kann Bild 39 als Anhalt dienen. Günstiger wäre die Verwendung eines Bandpasses für einen Durchlaßbereich von 300 bis 2 000 Hz, dessen Herstellung allerdings nicht so einfach ist.

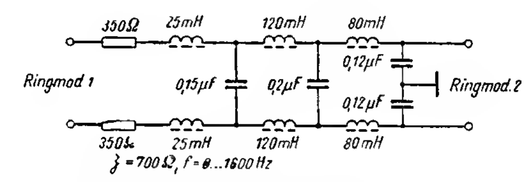


Bild 39 Tiefpaß mit 700 Ohm Wellenwiderstand für den Phasensender nach Weaver (Durchlaßbereich 0 bis 1 600 Hz)

Da für alle in Bild 37 gezeigten Baueinheiten Halbleiter und Ferrit-Schalenkerne verwendet werden können, ergibt die praktische Ausführung der Schaltung einen wartungsfreien Miniaturbaustein.
Auch der NF-Verstärker kann mit Transistoren bestückt werden. Es sei darauf hingewiesen, daß der NF-Verstärker mit einem Tiefpaß ausgerüstet sein muß, der alle Frequenzen über 3 000 Hz abschneidet. Der in Bild 33 gezeigte Tiefpaß eignet sich gut für Transistorverstärker.
Das SSB-Signal, das hinter den letzten Ringmodulatoren zur Verfügung steht, wird in bekannter Weise in Röhrenschaltungen weiterverarbeitet. So muß unter Umständen eine Mischung auf die Betriebsfrequenz erfolgen; es schließen sich die in A- oder AB-Betrieb arbeitenden Verstärkerstufen an.

5. Linearverstärker und Linearendstufen

5.1. Warum Linearverstärker?

Es ist schon mehrfach darauf hingewiesen worden, daß das SSB-Signal nur in Linearverstärkern weiterverarbeitet werden darf. Ein Linearverstärker hat die Eigenschaft, die Kurvenform der zu verstärkenden Wechselspannung in keiner Weise zu verändern. Das im Anodenkreis der Verstärkerröhre auftretende verstärkte Signal hat die gleiche Kurvenform wie das am Steuergitter liegende. Derartige Verstärker sind uns bereits aus der AM-Empfänger- und NF-Technik bekannt, da die HF-, ZF- und NF-Stufen (ausgenommen Gegentaktschaltungen) als Linearverstärker arbeiten.
Das erreicht man dadurch, daß der Arbeitspunkt auf die Mitte der U_g-I_a-Kennlinie gelegt und die Kennlinie nur in ihrem geraden Teil ausgesteuert wird (Bild 40). Diese Einstellung bezeichnet man als A-Betriebseinstellung. Der Wirkungsgrad liegt nur bei 25 bis 35 %. Verschiebt man die Gittervorspannung so weit ins Negative, daß der Arbeitspunkt in den unteren Kennlinienknick rutscht, spricht man von B-Betrieb. Es fließt nur noch ein geringer Anodenstrom. Zwischen A- und B-Einstellung liegen der AB_1- und AB_2-Betrieb. In beiden Fällen wird die Gittervorspannung so eingestellt, daß die Leistungsauf-

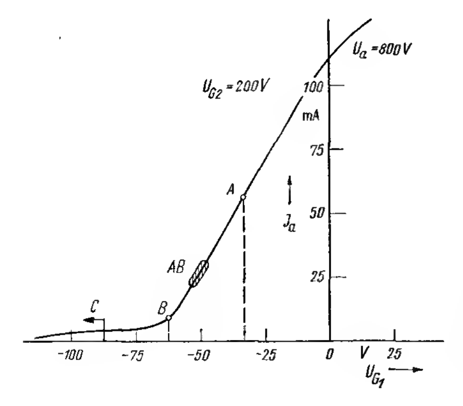


Bild 40
Die Lage des Arbeitspunktes auf der U_g-I_a-Kennlinie einer Elektronenröhre für A-, AB-, B- und C-Betrieb

nahme der Anode $N_{in} = U_a \cdot I_a$ etwa $^1/_2$ bis $^1/_3$ der zulässigen Anodenverlustleistung Q_a ist. Soll beispielsweise die SRS 552 auf AB_1-Betrieb bei $U_a = 800$ V eingestellt werden, muß man Ug_1 so wählen, daß

$$I_a = \frac{Q_a}{2 \cdot U_a} = \frac{40 \text{ VA}}{2 \cdot 800 \text{ V}} = 25 \text{ mA} \tag{5}$$

wird. Bei Verwendung einer RS 501 mit $Q_a = 110$ W und $U_a = 1\,500$ V ergibt sich für Ia ein Strom von 35 mA.

Bei AB_1-Betrieb wird die Röhre nur so weit ausgesteuert, daß während der gesamten Periode der Steuerwechselspannung gerade noch kein Gitterstrom auftritt. Damit erfolgt die Steuerung der Röhre leistungslos. Daß der Treiber trotzdem eine bestimmte HF-Leistung bereitstellen muß, liegt an den unvermeidbaren Verlusten in den zwischen Treiber und PA geschalteten Kopplungselementen.

Beim AB_2-Betrieb wird bis in das Gebiet positiver Gitterspannung ausgesteuert, so daß Gitterstrom auftritt. Die Leistungsabgabe der Stufe ist größer als bei AB_1-Einstellung, die Verzerrungen sind jedoch stärker, und zur Steuerung der Röhre ist eine bestimmte Steuerleistung notwendig, die sich aus dem Produkt Steuerspannung · Gitterstrom errechnen läßt. In der Praxis ist die notwendige Steuerleistung erheblich größer als ausgerechnet wird, da, wie bereits erwähnt, Verluste in den Kopplungselementen unvermeidbar sind.

Der Wirkungsgrad der AB-Einstellungen ist mit $\eta = 50$ bis 55 % fast doppelt so groß wie bei A-Betrieb.

Im Telegrafie- und Zweiseitenband-AM-Sender stellt man die Endstufe meist auf C-Betrieb ein. Der Arbeitspunkt liegt jenseits des unteren Kennlinienknicks, der Anodenruhestrom ist praktisch Null. Bei Ansteuerung tritt ebenfalls Gitterstrom auf. Der Wirkungsgrad beträgt in praktischen Schaltungen im Durchschnitt 75 %. Reiner B- oder C-Betrieb ist für die Verstärkerstufen des SSB-Senders ungeeignet. Der Treiber wird meist in A- und die Endstufe in AB-Einstellung betrieben.

Das hat seinen Grund in den bei der B- und C-Einstellung auftretenden Verzerrungen, die, wie man aus der Kennlinie entnehmen kann, deshalb entstehen, weil die negative Halbwelle der Steuerspannung abgeschnitten wird. Die Verzerrungen äußern sich als sogenannte Harmonische. Von der Grundwelle entstehen theoretisch alle geradzahligen ($2 \cdot f_0$, $4 \cdot f_0$, ...) und durch weitere Einflüsse außerdem, wenn auch schwächer ausgebildet, alle ungeradzahligen Oberwellen ($3 \cdot f_0$, $5 \cdot f_0$, ...). Die

Grundwelle 3,5 MHz bildet somit die Harmonischen 7 MHz, 10,5 MHz, 14 MHz und so weiter.

Das wäre an sich noch nicht das schlimmste, denn durch den Tankkreis und Filter können diese Oberwellen wieder beseitigt werden. Viel unangenehmer wirkt sich der an jedem nichtlinearen Schaltglied (und die im B- oder C-Betrieb laufende Verstärkerstufe ist eines) auftretende Modulationsvorgang aus. Es treten sogenannte Intermodulationen auf. Wird beispielsweise in einem SSB-Modulator ein Träger von 4 000 kHz durch 2 NF-Spannungen von 1 kHz und 2 kHz moduliert, so entstehen die Seitenfrequenzen 3998, 3999, 4001 und 4002 kHz. Das untere Seitenband mit den Schwingungen 3 998 und 3 999 kHz gelange zur Endstufe, die auf B- oder C-Betrieb eingestellt ist. Zunächst entstehen die ganzzahligen Harmonischen, von denen der Einfachheit halber nur die Frequenzen 2 · 3 999 kHz = 7 998 kHz, 2 · 3 998 kHz = 7 996 kHz und 3 · 3 999 kHz = 11 997 kHz und 3 · 3 998 kHz = 11 994 kHz weiter untersucht werden sollen. Durch Mischung der Grundfrequenzen mit diesen Oberschwingungen bilden sich unter anderem:

I. Fall: (7 998 ± 3 998) kHz = 11 996 kHz und
4 000 kHz (Träger!);

II. Fall: (7 996 ± 3 999) kHz = 11 995 kHz und
3 997 kHz (dicht neben USB!);

III. Fall: (11 994 ± 7 998) kHz = 19 992 kHz und
3 996 kHz (neben dem USB!);

IV. Fall: (11 997 ± 7 996) kHz = 19 993 kHz und
4 001 kHz (im oberen Seitenband!).

Man sieht bereits, daß außer dem erwünschten unteren Seitenband mit 3 999 kHz und 3 998 kHz auch die durch Intermodulation entstandenen Frequenzen 3 996, 3 997, 4 000, 4 001 kHz mit abgestrahlt werden. Diese Frequenzen liegen teilweise genau auf dem Träger, der im SSB-Sender mit Sorgfalt und Mühe unterdrückt wurde, teilweise im ebenfalls unerwünschten Seitenband (in unserem Beispiel im oberen Seitenband), das im Sender abgeschnitten wurde. Die Frequenzen 3 996 und 3 997 kHz finden wir im unteren Seitenband, das für die Nachrichtenübertragung vorgesehen war, jedoch gehören diese Frequenzen nicht zum Nachrichteninhalt. Hinzu kommen noch Mischprodukte mit der 3., 4., 5., . . . Harmoni-

schen, die der Übersichtlichkeit halber in unserer Rechnung unberücksichtigt blieben.
Die Treiber- und PA-Stufen werden also deshalb als Linearverstärker betrieben, um die Wiederentstehung des Trägers und des unerwünschten Seitenbandes durch Intermodulation zu unterbinden. Man kann ohne weiteres sagen, daß bei sonst einwandfreiem SSB-Sender die Seitenbandunterdrückung proportional der Linearität der Verstärker ist.
Als Ursachen für die Entstehung der unerwünschten Harmonischen mit ihren qualitätsmindernden Nebenerscheinungen seien zusammenfassend genannt:

a) unpassende negative Gittervorspannung,
zu stark negativ → unterer Knick der Kennlinie, B-Betrieb,
zu wenig negativ → oberer Knick der Kennlinie, jenseits des A-Betriebes;
b) zu große Steuerspannung,
dadurch Aussteuerung in den unteren Knick der Kennlinie;
c) unstabile Anoden- und Schirmgitterspannung,
dadurch Entstehung von Amplitudenmodulationsanteilen mit beiden Seitenbändern.

Wie man aus den Punkten a bis c ersieht, setzt ein einwandfreier Betrieb der SSB-Treiber- und -Endstufen eine sorgfältige Einstellung der Betriebsspannungen und ein hochkonstantes Netzgerät für die Anoden- und Schirmgitterspannungen voraus.
Beim Besprechen des Mikrofons schnellt der Anodenstrom beispielsweise von 25 mA auf 100 mA (SRS 552) herauf. Trotz dieser Belastungsschwankung der Netzteile dürfen die Anoden- und die Schirmgitterspannung nicht merklich absinken.
In SSB-Sendernetzteilen findet man deshalb ausschließlich niederohmige Gleichrichterschaltungen. Bei Verwendung von Selen- oder Hochvakuum-Gleichrichtern sieht man sehr große Kapazitätswerte für die Sieb- und Ladekondensatoren (100 μF sind gebräuchlich) vor. Transformatoren und Drosseln werden in ihrer Größe überdimensioniert. Dadurch erreicht man geringe Spannungsabfälle an diesen Bauelementen. Gut geeignet sind Gleichrichteranordnungen mit Xenon gefüllten oder Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren, zum Beispiel G7,5/0,6d; G10/4d; G10/1dV und Drosseleingang. Drosseleingang ist unbedingt erforderlich, wenn gasgefüllte Gleichrichterröhren verwendet werden. Der sehr geringe Innenwiderstand dieser Röhren hat so große Ladestromstöße zur Folge, daß die Röhren

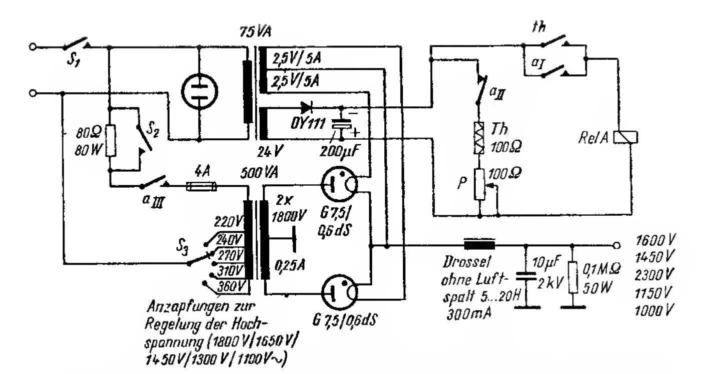


Bild 41 Schaltung eines Hochspannungsnetzteiles für die SSB-Endstufe. Einschaltverzögerung des Thermorelais Th größer als 30 Sekunden; Kontakt aIII muß ein Starkstromkontakt sein (z. B. Quecksilberschaltröhre)

Schaden leiden und nach kurzer Betriebszeit unbrauchbar sind. Bei Drosseleingang, wie er auch in Bild 41 gezeigt wird, ist zu beachten, daß die Trafospannung etwa 15 % höher sein muß als die gewünschte Anodengleichspannung. Gasgefüllte Gleichrichterröhren müssen unbedingt 30 bis 200 Sekunden vorgeheizt werden, bevor man die Anodenspannung zuschaltet. Durch ein Verzögerungsrelais können wir mit Sicherheit ein vorzeitiges Aufschalten der Hochspannung vermeiden.
In Zukunft wird man Hochspannungs-Siliziumgleichrichter verwenden, die neben größerer Lebensdauer und Betriebssicherheit eine erhebliche Volumen- und Gewichtsverminderung mit sich bringen.
Die Schirmgitterspannung der PA-Röhre und gelegentlich auch die Anodenspannung der Treiberröhre entnehmen wir einem Spannungsteiler mit großem Querstrom oder einem Glimm-Spannungsstabilisator.

5.2. Praktische Schaltungen von Linearverstärkern

5.2.1. Katodenbasisschaltungen

Die SSB-Endstufe in Katodenbasisschaltung unterscheidet sich prinzipiell nicht von der PA-Stufe anderer Sender (Bild 44). Lediglich die Gittervorspannung ist, wie bereits beschrieben, anders einzustellen. Vom Treiber gelangt das Signal über ein

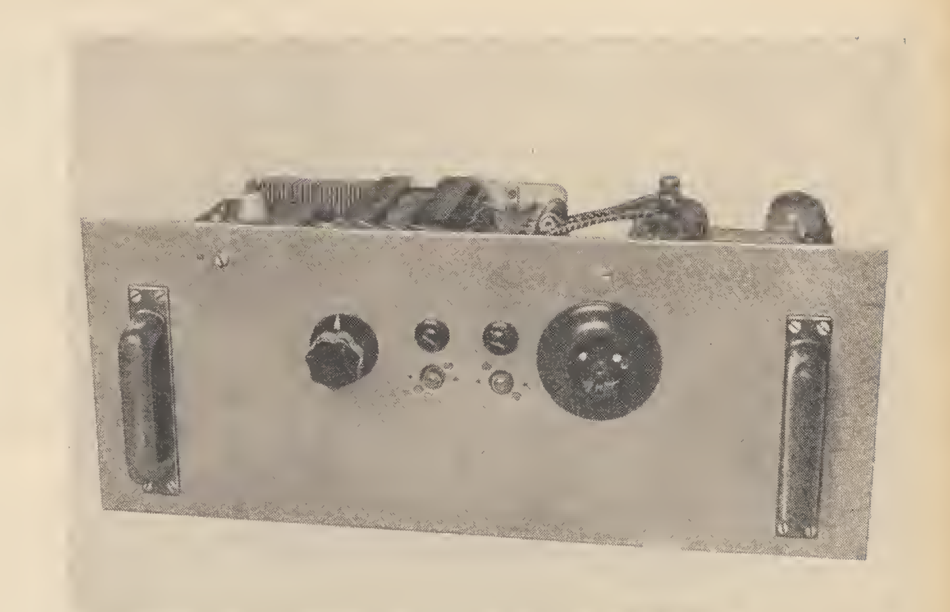


Bild 42 Aufbau eines Hochspannungsnetzteiles (Frontplatte)

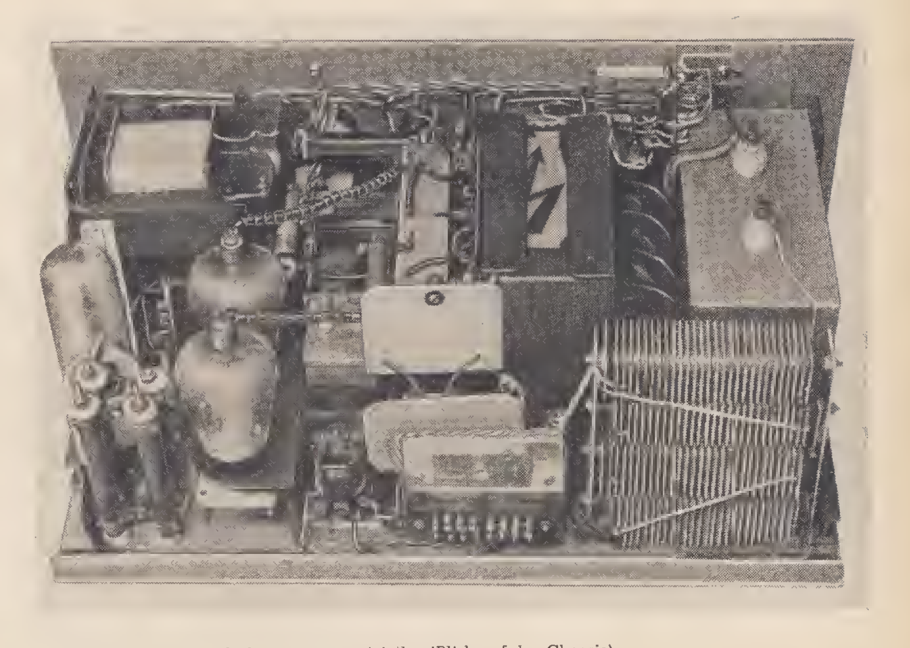


Bild 43 Aufbau eines Hochspannungsnetzteiles (Blick auf das Chassis)

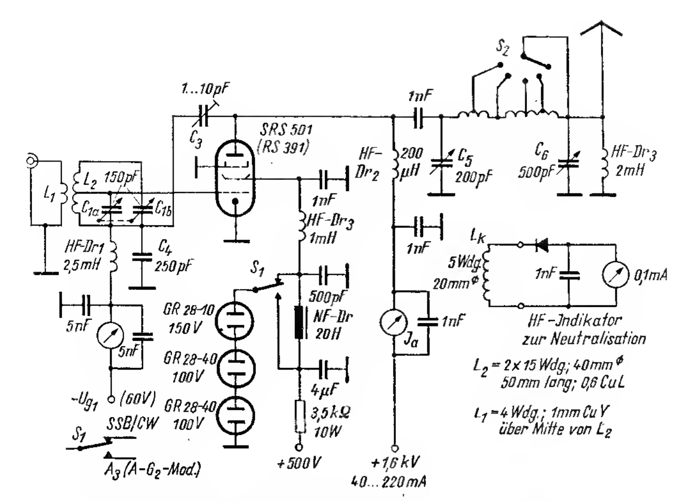


Bild 44 Linearendstufe mit Multibandkreis am Gitter und Umschaltmöglichkeit auf Anoden-Schirmgittermodulation

Koaxkabel an die Koppelspule L_1, die mit etwa 4 Wdg. über die Mitte der Multiband-Kreisspule L_2 gewickelt ist. L_2 bildet zusammen mit C_{1a} und C_{1b} einen Schwingungskreis, der ohne Umschaltung auf alle Amateurbänder zwischen 3,5 und 29 MHz abgestimmt werden kann. Die Anzapfung an L_2 muß man nur so legen, daß nicht gerade die Abstimmungen zweier Bänder, zum Beispiel das 3,5- und das 14-MHz-Band, aufeinanderfallen. Natürlich läßt sich ebensogut eine andere Eingangsschaltung für die Endstufe verwenden. So könnte der Anodenkreis des Treibers als Pi-Filter ausgeführt sein (Bild 45). In diesem Fall bilden die Kabel- und die Eingangskapazität der PA-Röhre zusammen mit C_2 den zweiten Filterkondensator. Mit C_1 wird auf Resonanz abgestimmt.

Damit die PA-Stufe nicht nur für SSB-Betrieb und Telegrafieverkehr zu verwenden ist, sondern auch Amplitudenmodulation mit 2 Seitenbändern gefahren werden kann, wurde in der Schaltung nach Bild 44 die NF-Drossel (20 H; 60 mA) vorgesehen. Bei Modulation der Anode (der Modulationsübertrager wird in üblicher Weise in die Anodenspannungsleitung eingeschaltet) erfolgt über die Drossel die erforderliche Mitmodulation des Schirmgitters. Soll auf A_3-Betrieb verzichtet werden, entfallen der Schalter S_1 und die NF-Drossel.

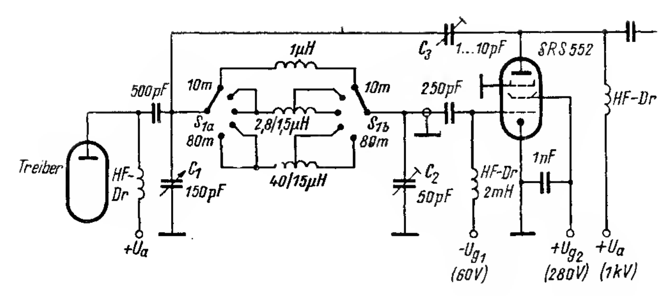


Bild 45 Schaltung des Neutralisations-Kondensators bei Verwendung eines Pi-Filters am Gitter der Endstufe

Bild 46 zeigt, wie die Schaltung der Endstufe ausgeführt werden muß, um auch mit Schirmgittermodulation arbeiten zu können. Das gleiche Prinzip läßt sich natürlich bei Verwendung anderer Endröhren, beispielsweise der RS 391, anwenden. Mit S_1 muß dann auf die beiden unteren Stabilisatoren geschaltet werden, so daß die RS 391 bei Schirmgittermodulation nur 200 V Schirmgitterspannung erhält (siehe Bild 44).
Da wir Gitter- und Anodenkreis der Endstufe auf die gleiche Frequenz einstellen und die Stufe in AB-Einstellung betreiben, ist die Gefahr der Selbsterregung außerordentlich groß. Sie kommt bekanntlich dadurch zustande, daß über die Anoden-Gitterkapazität der Röhre, die bei Pentoden und Tetroden gewöhnlich zwischen 0,1 bis 1 pF liegt, ein Teil der verstärkten Ausgangsspannung auf das Steuergitter rückgekoppelt wird (Prinzip der Huth-Kühn-Rückkopplung). Selbsterregungen in der Treiber- oder PA-Stufe des SSB-Senders führen aber zu unerwünschten Nebenausstrahlungen. Man muß deshalb diese Erscheinungen durch entsprechende Maßnahmen unterbinden. Das geschieht in der Weise, daß vom Anodenkreis eine zweite, gleich große, aber um 180° phasenverschobene Spannung in den Gitterkreis gebracht wird, die die unerwünschte Rückkopplungsspannung aufhebt. Diese Maßnahme bezeichnet man als Neutralisation. Die Neutralisation kann induktiv durch 2 kleine Koppelspulen, von denen eine an den Anodenkreis und die andere an den Gitterkreis gekoppelt ist, oder kapazitiv vorgenommen werden. In der Schaltung nach Bild 44 erfolgt sie über C_3 kapazitiv. Man beachte, daß der Fußpunktkondensator C_4 eine relativ kleine Kapazität haben muß, damit an ihm ein

genügend großer HF-Spannungsabfall auftreten kann. C_3 und C_4 bilden einen Spannungsteiler für die Neutralisationsspannung. Die Größe des Neutralisationskondensators C_3 läßt sich überschlägig berechnen, wenn man die Röhren- und Schaltkapazitäten kennt. Wenn die Eingangskapazität der Röhre mit $C_{g1/k}$, die Schaltkapazität zwischen dem Rotor des Drehkondensators C_1 und Masse mit C_{sch} und die Gitter-Anodenkapazität der Röhre mit $C_{g1/a}$ bezeichnet werden, ergibt sich für den Neutralisationskondensator

$$C_3 = \frac{C_{g1/a}}{C_{g1/k} + C_{sch}} \cdot C_4. \quad (6)$$

Ist beispielsweise $C_{g1/a} = 1$ pF; $C_{g1/k} = 10$ pF; $C_{sch} = 40$ pF und $C_4 = 250$ pF, dann erhält man für

$$C_3 = \left(\frac{1}{10 + 40} \cdot 250\right) \text{pF} = 5 \text{ pF}.$$

Liegt zwischen Treiber und PA ein Collinsfilter, so wird die Neutralisationsspannung auf die Anode der Treiberröhre gebracht. Die Schaltung zeigt Bild 45.

Wenn man die Größe des Neutralisationskondensators auch überschlägig berechnen kann, muß er doch nach dem Einbau erst auf die richtige Kapazität eingestellt werden. Die Einstellung nehmen wir in folgender Weise vor:

Die Schirmgitter- und die Anodenspannung der PA werden abgeschaltet (die Heizung läuft weiter) und die Röhre mit der Betriebsfrequenz angesteuert. An den Tankkreis der PA koppelt man induktiv einen HF-Indikator an, der aus einer Koppelspule L_k und einem Drehspulinstrument (etwa 0,1 mA) mit einem Gleichrichter (Germaniumdiode) besteht. Der Gitterkreis muß genau auf Resonanz abgestimmt sein. Beim Durchdrehen des PA-Drehkos wird man im Resonanzfall einen Ausschlag am Indikatorinstrument beobachten können. Diesen erzeugt die über die Anoden-Gitterkapazität aus dem Gitter- in den Anodenkreis eingekoppelte HF-Spannung. Nun verstellt man unter ständigem Beobachten des Instrumentes den Neutralisationskondensator. Bei einer bestimmten Einstellung werden wir einen Rückgang des Ausschlages am Indikatorinstrument feststellen können. Danach stimmt man den PA-Drehko nochmals auf Maximum nach und versucht erneut, mit dem Neutrokondensator bestes Minimum zu erreichen. Ist diese Einstellung sorgfältig auf einem Bande, am besten auf 21 oder 14 MHz vorgenommen worden, muß sie auch für die übrigen Bänder

stimmen. Es sei erwähnt, daß der Neutralisationskondensator mit einem Pol direkt an der Hochspannung liegt und dementsprechend spannungsfest sein und gut isoliert montiert werden muß. Am besten eignet sich ein Lufttrimmer mit großem Plattenabstand. Da die Kapazität nur wenige pF beträgt, kann man einen einfachen Plattenkondensator auch selbst anfertigen. Dazu verwendet man 2 kreisförmige Messingplatten von ungefähr 40 mm Durchmesser. Die eine Platte wird fest auf einem Streifen Polystyrol befestigt, die andere versieht man mit einem am Ende geschlitzten Gewindebolzen (M 5), der stramm in einem zweiten Polystyrolstreifen eingeschraubt ist. Die Streifen befestigt man so auf dem Chassis, daß sich die Messingplatten planparallel gegenüberstehen und ihr Abstand durch den Gewindebolzen verändert werden kann.

Eine interessante PA-Schaltung, die auch ohne Neutralisation völlig selbsterregungsfrei arbeitet, zeigt Bild 46. Die Steuerspannung kann von der Treiberstufe mittels Kabel über einen Pi-Filterausgang zugeführt werden. Unmittelbar am Steuergitter der PA-Röhre liegt ein ohmscher, induktionsfreier Massewiderstand R_1. Sein niedriger Widerstandswert von etwa 300 bis 2 000 Ohm verhindert mit Sicherheit jegliche Schwingneigung. Allerdings wird an diesem Widerstand eine nicht unerhebliche HF-Leistung in Wärme umgesetzt. Beträgt R_1 beispiels-

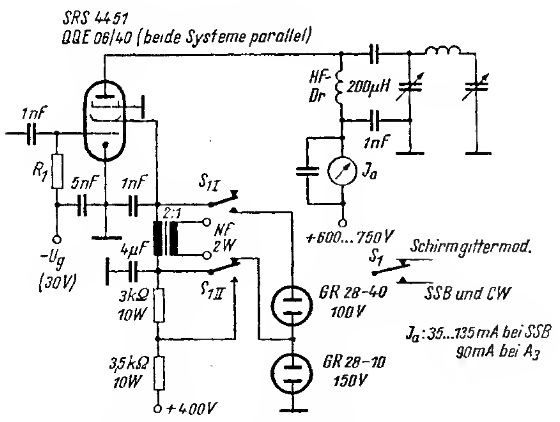


Bild 46 Linearendstufe mit niederohmigem Gitterwiderstand und Umschaltmöglichkeit auf Schirmgittermodulation

weise 300 Ohm, muß der Treiber etwa 12 bis 15 W Steuerleistung liefern. Für diese Leistung muß natürlich der Widerstand bemessen sein, damit er nicht durch Überhitzung zerstört wird. Für $R_1 = 1$ kOhm benötigt man ungefähr 3 bis 5 W HF-Leistung.

Die PA-Stufe kann mit S_1 auf die Betriebsarten A_1 (CW), A_{3a} (SSB) und A_3 (Schirmgittermodulation) umgeschaltet werden. Bei A_3-Betrieb reduziert sich die Schirmgitterspannung auf $^1/_2$ des Wertes gegenüber dem A_1- und A_{3a}-Betrieb. Außerdem wird die Sekundärseite des Modulationsübertragers freigegeben.

Da bei AB_1-Einstellung durch die Steuerspannung noch kein Gitterstrom auftritt, können der Treiber und die PA-Stufe nicht nach dem Gitterstrommesser eingestellt werden, wie man es vom AM-Sender her gewöhnt ist. Statt dessen müssen wir für diese Einstellung den Anodenstrommesser der Endstufe und den eventuell vorhandenen Outputmesser heranziehen. Die Abstimmung der Stufen des Senders erfolgt bei zugesetztem Träger, also in der Telegrafieeinstellung, auf maximale Ausgangsleistung.

5.2.2. Gitterbasisschaltungen

Eine zweite Möglichkeit, ohne Neutralisation eine rückwirkungsfreie Linearverstärkerstufe aufzubauen, bietet die Gitterbasisschaltung.

Das Steuergitter liegt hochfrequenzmäßig auf Masse, ist also kalt. Die Steuerspannung speist man in die Katode ein (Bild 49 und 50). Allerdings werden etwa 20 % des Inputs der Endstufe als Steuerleistung benötigt. Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 46 wird diese Leistung nicht in einem Widerstand in Wärme umgewandelt, sondern sie tritt im Anodenkreis der PA wieder auf und addiert sich zur Ausgangsleistung. Die Gitterbasisschaltung eignet sich besonders gut für steile Trioden. Der Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe ist niederohmig. Für die richtige Bemessung der Koppelspule L_K muß der Wert dieses Widerstandes bekannt sein. Man erhält die ungefähre Größe des Anpaßwiderstands aus der Beziehung

$$Z = \frac{1}{S}\,; \qquad (7)$$

S = Steilheit der Röhre in mA/V,
Z = Anpaßwiderstand in kOhm.

Beispiel: $S = 15$ mA/V; $Z = \frac{1\ \text{V}}{15\ \text{mA}} \triangleq 0{,}067$ kOhm ≈ 70 Ohm.

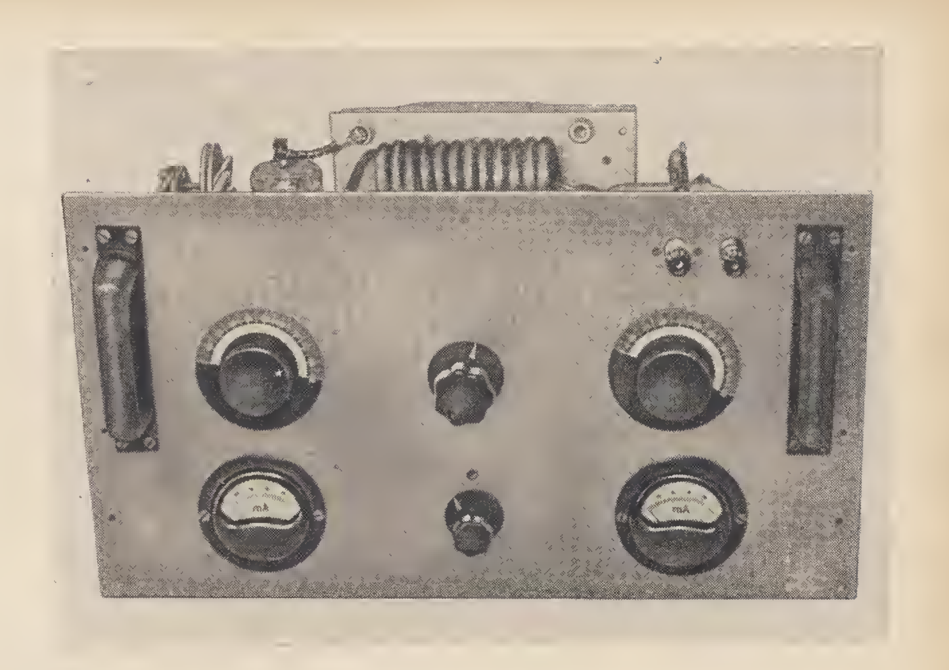


Bild 47 Aufbau einer Linearendstufe (Frontplatte)

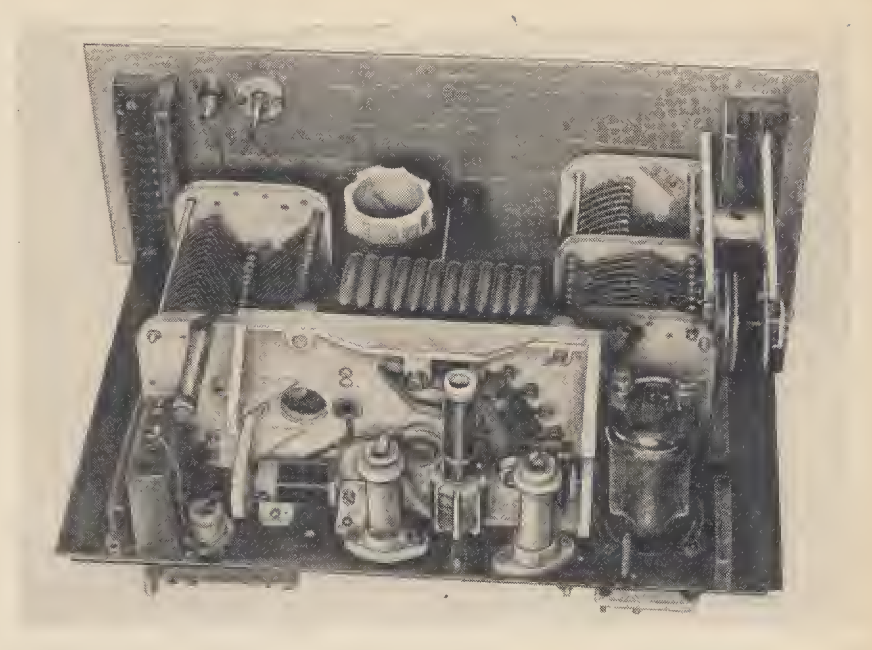


Bild 48 Aufbau einer Linearendstufe (Blick auf das Chassis)

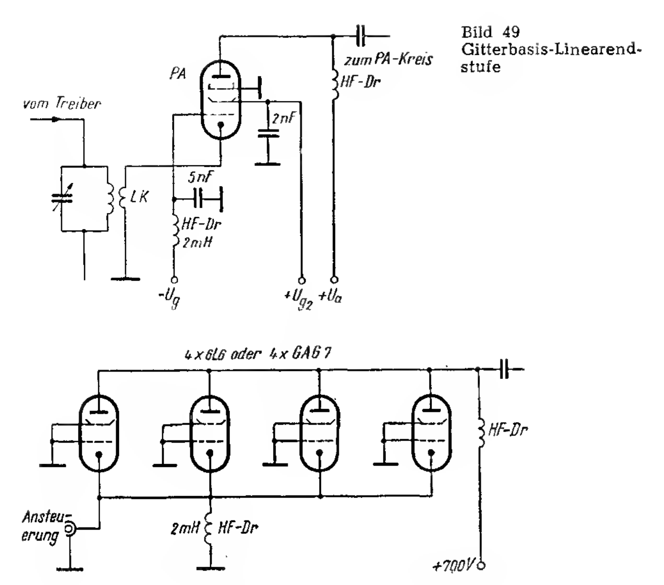


Bild 49 Gitterbasis-Linearendstufe

Bild 50 Gitterbasis-Linearendstufe unter Verwendung von 4 Pentoden

5.3. Die Messung des PA-Inputs und die Überprüfung der Linearität

Die Anodeneingangsleistung der Endstufe (Input) in W errechnet sich bekanntlich aus dem Produkt Anodenstrom in A mal Anodenspannung in V. Beobachten wir jedoch den Anodenstrommesser der SSB-Endstufe, so müssen wir feststellen, daß der Instrumentenzeiger zwischen dem Anodenruhestrom (z. B. 35 mA) und einem nicht genau feststellbaren Maximalwert schwankt. Eine exakte Leistungsbestimmung ist damit unmöglich. Anstelle des Mikrofons muß man deshalb einen NF-Generator anschließen, der eine sinusförmige, konstante Wechselspannung von etwa 500 bis 1 000 Hz abgibt. Jetzt steht der Zeiger des Anodenstrominstruments still (z. B. auf 100 mA). Bei 1 500 V Anodenspannung entspräche das einem Input von 150 W. Dieser Wert stellt jedoch nur einen gewissen Mittelwert dar. Tatsächlich liegt die Leistung in der Spitze beträchtlich höher. Eigentlich müßte der Zeiger des Instrumentes im Takt

der Modulationsspannung zwischen dem Ruhestromwert und einem Maximalwert schwanken, was infolge der mechanischen Trägheit des Meßsystems nicht möglich ist. Angezeigt wird ein Durchschnittswert. Die Verhältnisse liegen ähnlich wie bei der Messung der Netzwechselspannung mit einem Dreheiseninstrument oder einem Drehspulmeßwerk mit Meßgleichrichter. Angezeigt wird in diesem Fall der Effektivwert der Wechselspannung von beispielsweise 220 V. Der Höchstwert beträgt bei sinusförmiger Spannung 1,141 · 220 V = 311 V.
Bei sinusförmiger Modulationsspannung unseres SSB-Senders errechnet sich der „Spitzeninput" (PEP-Input) nach der Beziehung

$$N_{max} = 1{,}57 \cdot I_a \cdot U_a. \tag{8}$$

Für unser Beispiel wird der PEP-Input 1 500 V · 0,1 A · 1,57 = 235 W. Diese Leistung erreichen wir, wie gesagt, natürlich jeweils nur in den Modulationsspannungsspitzen.
Im Gegensatz zu kommerziellen Funkstationen legt man die Amateur-Funkstation meist so aus, daß vor allem die Endstufe bis zur Leistungsgrenze der Röhren ausgenutzt wird. Wenn zum Beispiel in einer PA-Stufe mit einem Wirkungsgrad von 0,7 eine EL 81 steckt, für die eine Anodenverlustleistung von 8 W zugelassen ist, dürfte der Input im Höchstfalle $\frac{8}{1-0{,}7}$ = 26 W betragen. Da bei Telegrafiebetrieb die Röhre nur während der kurzen Tastzeiten belastet wird, darf man durchaus höher, zum Beispiel bis 35 W gehen, vorausgesetzt, daß man den maximal zugelassenen Katodenstrom (bei der EL 81 180 mA) auch in der Spitze nicht überschreitet. Diese Überlegung trifft in gewissem Maße auch für die SSB-Endstufe zu. Im Telefoniebetrieb wird auch nur kurzzeitig der Maximalinput erreicht, der über der zulässigen Anodenverlustleistung liegen darf. Bei der voll ausgelasteten Amateur-Endstufe würde eine Modulation mit konstanter sinusförmiger Modulationsspannung aber schon zur Überlastung führen. Deshalb bedient man sich zur Messung gern einer Unterbrecherschaltung, die die sinusförmige Modulationsspannung nur stoßweise, etwa im Takt der Netzfrequenz, an den Modulatoreingang gibt. Eine geeignete Unterbrecherschaltung zeigt Bild 51. Die Unterbrecherröhre wird mit Wechselspannung an der Anode betrieben. Jeweils in den negativen Halbwellen der Anodenwechselspannung ist die Röhre gesperrt. Bei der Berechnung des PEP-Inputs muß diese Tatsache durch einen anderen Proportionalitätsfaktor, der in

diesem Falle 2,27 beträgt, berücksichtigt werden. Es gilt jetzt

$$\text{PEP-Input} = 2{,}27 \cdot U_a \cdot I_a. \tag{9}$$

Zur **Überprüfung der Linearität** der Verstärkerstufen des SSB-Senders eignet sich am besten der Katodenstrahloszillograf. Es wird mit einer sinusförmigen Spannung moduliert. Die Y-Platten des Oszillografen legt man über eine Koppelspule an den Senderausgang (Tankkreis). Die X-Platten erhalten entweder die im Oszillografen selbst erzeugte Zeitablenkspannung oder die zur Modulation verwendete Sinusspannung. Im ersten Fall erhält man auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre eine Darstellung ähnlich Bild 52a und im zweiten Fall entsprechend Bild 52b.

Unlinearitäten und Verzerrungen, die die Folge von Übersteuerungen oder falschen Betriebswerteinstellungen der Endstufe oder des Treibers sind, werden durch Verformungen der Idealkurve angezeigt. So erscheinen beispielsweise die Spitzen

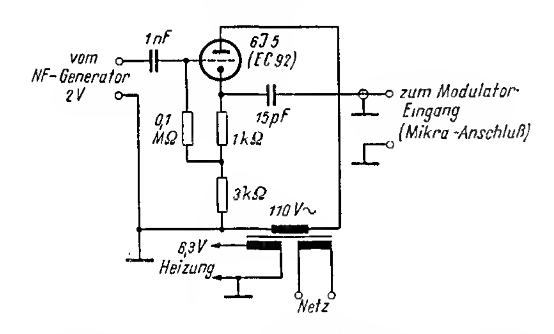
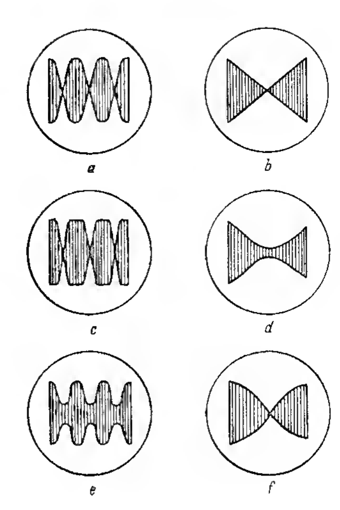


Bild 51 Elektronische Unterbrecherschaltung zur Überprüfung der Linearendstufe

der Kurvenzüge abgeflacht (Bild 52c und 52d), oder die Kurven sind unsymmetrisch (Bild 52e und 52f).

Trotz der Messung sollte man nicht unterlassen, das SSB-Signal — zumindest vor der ersten Ausstrahlung — im eigenen Empfänger abzuhören. Um der Beeinflussung durch die eigene Sprache zu entgehen, empfiehlt es sich, die Modulation des Senders durch ein Tonbandgerät vorzunehmen, oder einen anderen Funkamateur zu bitten, das Mikrofon zu besprechen.

Bild 52
Oszillogramme zur Überprüfung der Linearendstufe



Natürlich wird bei diesem Versuch auf eine künstliche Antenne gearbeitet, die beispielsweise eine Glühlampe oder ein entsprechend hoch belastbarer, induktionsfreier Widerstand sein kann.

6. Zusatzeinrichtungen für den SSB-Sender

6.1. Automatische Sendereinschaltung

Zur Vereinfachung der Senderbedienung und im Interesse einer zügigen Verkehrsabwicklung wird der an und für sich schon relativ hohe technische Aufwand des SSB-Senders durch Einrichtungen ergänzt, die die Anlage weitgehend automatisieren. So kann die vom Mikrofon gelieferte und verstärkte niederfrequente Wechselspannung nach einer Gleichrichtung zur Steuerung von Relais verwendet werden. Beim Besprechen des Mikrofons schaltet die Einrichtung den Empfänger ab, die Antenne vom Empfängereingang auf den Senderausgang um und den Sender ein. In Bild 53 sind die dafür benötigten Relaiskontakte nur angedeutet, ohne ihre spezielle Funktion näher zu charakterisieren. Das ist auch gar nicht möglich, da die Verhältnisse je nach Aufbau der ganzen Anlage von Fall zu Fall anders liegen. Vom NF-Verstärker wird eine NF-Spannung von etwa 1 V an die Verstärkerröhre Rö 1a gegeben. Nach Verstärkung in dieser Röhre erfolgt mittels der Diode OA 685 die Gleichrichtung. Die gewonnene Gleichspannung muß mit positivem Potential am Gitter von Rö 1b liegen. P_2 ist so eingestellt, daß bei nicht besprochenem Mikrofon das Relais mit Sicherheit abfällt. Wird das Mikrofon besprochen, dann hebt die von der Diode kommende Steuerspannung die negative Gittervorspannung der Röhre auf, und der Anodenstrom der Röhre betätigt das Relais. Mit P_1 regelt man die Ansprechempfindlichkeit ein. Dadurch ist es möglich, die Relaisschaltung erst von einer bestimmten Mindestlautstärke an in Tätigkeit treten zu lassen. Andernfalls könnte es vorkommen, daß sich durch leise Raumgeräusche der Sender völlig unbeabsichtigt einschaltet.
Damit der Einschaltzustand auch in den normalen Wort- und Satzpausen erhalten bleibt, wird durch die Kondensatoren C 1 und C 2 eine Schaltverzögerung bewirkt. Die Verzögerungszeit kann durch den Schalter S auf 2 verschiedene Werte eingestellt werden.
Wenn wir die Gegenstationen mit dem Lautsprecher abhören, besteht die Gefahr, daß sich die automatische Sendereinschaltung durch die akustische Kopplung des Lautsprechers auf das Mikrofon unbeabsichtigt betätigt. Diese Erscheinung soll die

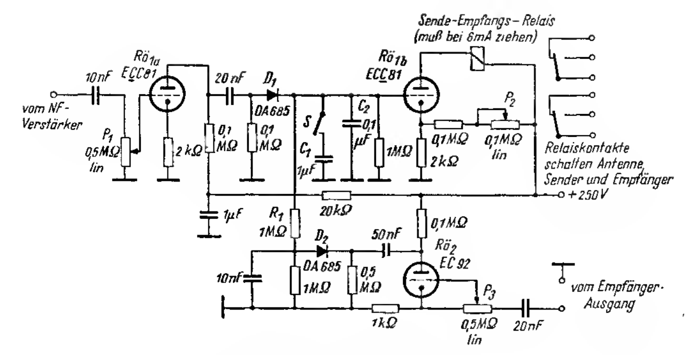


Bild 53 Schaltung zur automatischen Sendereinschaltung beim Besprechen des Mikrofons und Rückkopplungssperre

durch die Rö 2 und die Diode D_2 gebildete Rückkopplungssperre verhindern. Das Gitter der Sperröhre Rö2 erhält vom Empfängerausgang die auch am Lautsprecher wirksame NF-Spannung zugeführt. Nach Verstärkung in der Röhre wird diese Spannung gleichgerichtet und über den Widerstand R_1 mit negativem Potential an das Gitter der Steuerröhre Rö1b gegeben. Damit erreicht man, daß die erwähnte unerwünschte Einschaltung des Senders vom Lautsprecher aus unwirksam wird. P_3 stellt man so ein, daß sich die von D_1 und D_2 gleichgerichteten Spannungen gerade gegenseitig aufheben. Beim Besprechen des Mikrofons ist die Rückkopplungssperre nicht wirksam, da ja keine entsprechende Gegenspannung vom Empfängerausgang zur Verfügung steht.
Wie im Schaltbild bereits angedeutet, muß das Relais schon bei verhältnismäßig kleinen Strömen anziehen, damit Rö1b nicht überlastet wird.

6.2. Automatische Sendepegelhaltung (ALC)

In den Zwischen- und Mischstufen des SSB-Senders werden zur einfacheren Bedienung meist Bandfilter, Resonanzdrosseln oder auf Bandmitte abgestimmte Kreise verwendet. Die Steuerspannung am Gitter der Treiber- und damit auch am Gitter der PA-Röhre ist deshalb abhängig von der Betriebsfrequenz. An den Bandgrenzen wird diese Spannung etwas kleiner sein als in Bandmitte, wo die Kreisabstimmung exakt ist. In Sendern, deren Verstärker- und Vervielfacherstufen in C-Betrieb arbei-

ten, erfolgt automatisch eine gewisse Nivellierung, da die C-Verstärkerstufe bei Übersteuerung als Begrenzer wirkt. Das ist nicht der Fall, wenn wir den Linearverstärker verwenden. Dort muß man streng darüber wachen, daß die Verstärkerstufen keinesfalls übersteuert werden. Damit kann aber auch die Senderausgangsleistung nicht konstant sein. Auch Lautstärkeunterschiede beim Besprechen des Mikrofons führen zu einer unterschiedlichen Ausnutzung der Verstärkerstufen.
Aus diesem Grunde sieht man gern eine Einrichtung vor, die den Ansteuerungspegel nahezu konstant hält. Ähnlich wie bei den Schwundregelschaltungen, die aus der Empfängertechnik bekannt sein dürften, wird ein kleiner Teil der Treiber- oder auch PA-Ausgangsspannung gleichgerichtet und mit negativem Potential dem Steuergitter einer Verstärkerstufe zugeführt, die nur eine geringe HF-Spannung zu verarbeiten hat. Man benutzt dafür entweder die erste Mischröhre oder eine Zwischenfrequenz-Verstärkerröhre, die dicht hinter dem SSB-Modulator liegt. Bild 54a und 54b zeigen 2 geeignete Schaltungen für die Erzeugung der Regelspannung.

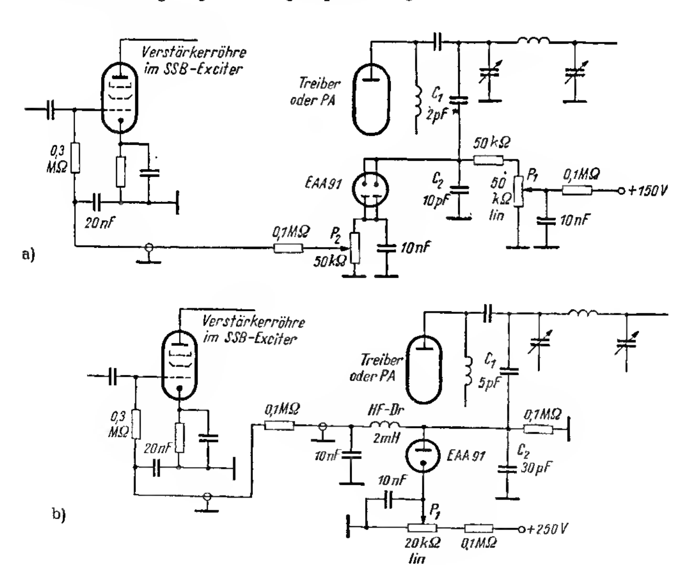


Bild 54 Automatische Sendepegelhaltung

Bei kleiner Ausgangsspannung ist die erzeugte negative Regelspannung klein, so daß die geregelte Röhre automatisch auf größere Verstärkung gebracht wird. Damit die Pegelregelung erst von einer bestimmten Mindestausgangsspannung an einsetzt, erhält die Gleichrichterröhre (in den Bildern die EAA 91) eine Vorspannung. Die Einsatzverzögerung kann mit P_1 gewählt werden. Die Kondensatoren C_1 und C_2 bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, damit nicht die volle Ausgangsspannung des Treibers oder der PA an der Gleichrichterröhre liegt und diese unter Umständen zerstört. Bei sehr großer Ausgangsleistung (z.B. 200 W) muß das Teilerverhältnis C_1 zu C_2 noch größer gemacht werden (z.B. 2 pF zu 30 pF).

7. Der Empfang von SSB-Signalen

Der besondere Vorteil des SSB-Signals, bei bester Energieausnutzung im Sender nur eine Bandbreite einzunehmen, die der Breite des übertragenen NF-Bandes entspricht, kann auf der Empfängerseite nur ausgenutzt werden, wenn ein trennscharfes Empfangsgerät vorhanden ist. Die ZF-Durchlaßkurve soll trapezförmig und in der Bandbreite regelbar sein. Besonders wichtig sind steile Flanken der Filterkurven. Diese Forderungen können, wie bereits an anderer Stelle erläutert, nur Quarzfilter mit mehreren Quarzen, mechanische Filter und spezielle Spulenfilter bei Frequenzen um 50 kHz erfüllen. Beim Absuchen der Bänder mit einem derartig ausgerüsteten Empfänger kann man feststellen, daß trotz starkem QRM immer noch Lücken vorhanden sind, in die sich ein SSB-Sender mit einer Bandbreite von 2 bis 3 kHz setzen kann. Ein trennscharfer Empfänger wird dann immer noch in der Lage sein, das SSB-Signal einwandfrei aus dem QRM herauszu„fischen". Daraus ergibt sich eine weitere Forderung: Das Empfangsgerät muß mechanisch und elektrisch äußerst stabil sein. Das setzt einen sorgfältigen, wohldurchdachten Aufbau, temperaturkompensierte Schwingkreise und einen spielfreien Gang des Skalenantriebs voraus. Über einen so ausgerüsteten Empfänger werden aber nur wenige Amateure verfügen.
Das ist aber noch kein Grund, zu verzagen. Auch mit einfacheren Empfangseinrichtungen ist SSB-Empfang möglich; selbst mit einem 0-V-1 kann man einseitenbandmodulierte Stationen abhören. Allerdings können dann die genannten Vorzüge in keiner Weise mehr genutzt werden.
In jedem Fall sind beim Empfang eine Anzahl Besonderheiten zu beachten, um das SSB-Signal hörbar zu machen. Betrachten wir zunächst den Demodulationsvorgang eines normalen AM-Signals mit vollem Träger. Vom Empfänger wird der Träger und wenigstens ein Seitenband aufgenommen. Nach Verstärkung in den HF- und ZF-Verstärkerstufen des Empfängers gelangt das Signal an ein nichtlineares Schaltglied, zum Beispiel an eine Diode. Dort entsteht durch Mischung der Träger- und der Seitenbandfrequenzen als Differenzfrequenz das NF-Signal, das über den NF-Teil des Empfängers dem Lautsprecher oder

Kopfhörer zugeleitet wird. Ohne Träger gibt es keine Demodulation in der erklärten Weise.
Beim SSB-Betrieb fehlt nun tatsächlich der Träger, wodurch eine Differenzbildung zwischen 2 Frequenzen und damit die Entstehung der Niederfrequenz nicht mehr möglich ist. Man kann sich nur so helfen, daß man die fehlende Trägerfrequenz am Empfangsort selbst erzeugt und im Empfänger dem aufgenommenen Einseitenbandsignal zusetzt.
Im Superhet wird deshalb wie bei CW-Empfang der Telegrafieüberlagerer (BFO) eingeschaltet und die BFO-Frequenz so eingestellt, daß sie ganz genau der fehlenden Trägerfrequenz entspricht. Diese Einstellung ist etwas mühevoll, da schon bei geringer Frequenzabweichung die Modulation in ihrer Frequenzlage verfälscht und bei größeren Abweichungen unlesbar wird. Ein Zahlenbeispiel möge diese Behauptung veranschaulichen. Nehmen wir an, vom Sender wurden im unteren Seitenband bei unterdrücktem Träger von 3700 kHz die Frequenzen 50, 100, 500 Hz übertragen (Bild 55), dann muß der BFO auf die der Stelle T entsprechende Frequenz eingestellt werden. Wird er aber auf A = T — 60 Hz eingestellt, so entstehen nach der Demodulation die Niederfrequenzen 10, 40, 440 Hz. Bei Einstellung auf den Punkt B = T + 60 Hz entstehen 110, 160 und 560 Hz. Das NF-Signal liegt also in dem einen Fall in der Frequenzlage zu tief, im anderen Fall zu hoch. Bis zu einer BFO-Abweichung von etwa 100 Hz gegenüber dem richtigen Wert sind die Zeichen zwar verzerrt, der Klangcharakter ist unnatürlich, weil Grund- und Oberwellen der einzelnen Töne unharmonisch zueinander liegen, aber die Modulation immer noch verständlich. Daraus folgt, daß der BFO bequem auf kleinste Frequenzunterschiede einzustellen und sowohl mechanisch als auch elektrisch sehr stabil sein muß. Eine Temperaturkompensation ist erforderlich.
Als weitere Schwierigkeit bei der Einstellung des Empfängers

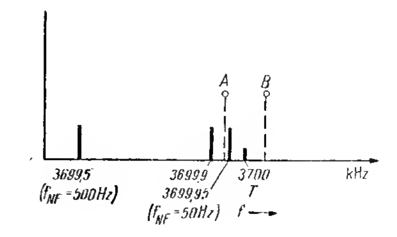


Bild 55
Hilfsträgereinstellung beim Empfang von SSB- und DSB-Signalen

für die Aufnahme einseitenbandmodulierter Signale kommt hinzu, daß die Amplituden des Zwischenfrequenzsignals und des BFO in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen müssen. Es ist deshalb gut, wenn außer der HF-Verstärkung des Empfängers auch die des ZF-Kanals und eventuell die Amplitude des Telegrafieüberlagerers regelbar sind.

Bei der Einstellung geht man am besten so vor:

Der Schwundausgleich wird abgeschaltet, die HF-Verstärkung zurückgenommen und die NF-Verstärkung fast voll aufgedreht. Bei möglichst geringer Bandbreite stellen wir das SSB-Signal auf größte Lautstärke ein und verstellen danach den BFO vorsichtig in seiner Frequenz, bis die Modulation verständlich ist. Dann muß man die aufgezählten Einstellungen korrigieren, um mit bestmöglicher Qualität hören zu können.

Es gehört schon etwas Geduld dazu, um die beste Einstellung der voneinander abhängigen Regler zu finden.

Wesentlich günstiger ist es, die Demodulation in einem zusätzlich in den Empfänger eingebauten sogenannten Produktdetektor vornehmen zu lassen [25]. Im Prinzip handelt es sich dabei um eine Triodenmischstufe, der man das Einseitenbandsignal und den vom BFO gelieferten Hilfsträger zuführt. Besonders vorteilhaft ist es, daß alle Störsignale, die in der Frequenz weit vom Nutzsignal entfernt liegen, im Gegensatz zum Diodengleichrichter nicht demoduliert werden, also als hörbare Störsignale gar nicht mehr in Erscheinung treten können. Auch läßt sich der Empfänger bedeutend einfacher einstellen als bei der oben beschriebenen Methode.

Bild 56 zeigt eine praktisch ausgeführte Produktdetektor-Schaltung. Dem linken Triodensystem der ECC 82 wird über einen kapazitiven Spannungsteiler, bestehend aus den Kondensatoren C_1 und C_2, die HF-Spannung zugeführt. Diese muß so klein sein, daß an der ECC 82 keine Gitter- oder Anodengleichrichtung stattfinden kann. Bei abgeschaltetem BFO und Einstellung des Empfangsgeräts auf einen A_3-Sender darf keine NF-Spannung entstehen. Ist das doch der Fall, muß entweder C_1 verkleinert oder C_2 vergrößert werden. Schaltet man den BFO zu, so entsteht durch einen Mischvorgang im rechten Triodensystem der ECC 82 das NF-Signal. Beide Trioden sind über einen gemeinsamen Katodenwiderstand miteinander gekoppelt. Das linke Triodensystem wirkt für das HF- beziehungsweise ZF-Signal als Katodenfolgestufe. Die im Bild mit eingezeichnete EF 89 stellt die letzte ZF-Verstärkerstufe des

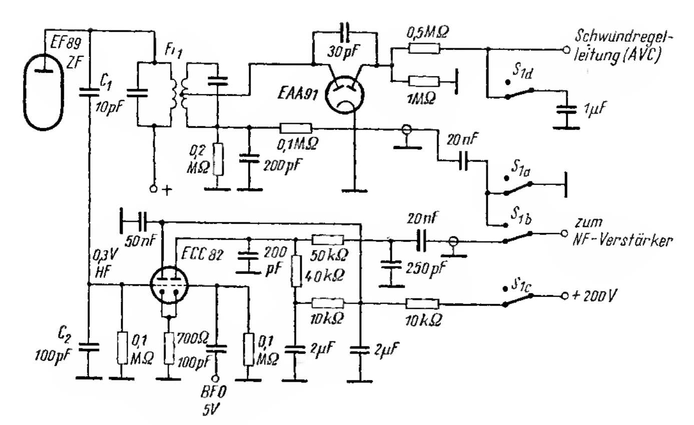


Bild 56 Produktdetektorschaltung zur Hörbarmachung von SSB-Signalen

Empfängers dar, während die EAA 91 den üblichen Diodendemodulator für A_1- und A_3-Signale zeigt. Auf diesen Demodulator kann übrigens verzichtet werden, da sich A_1- und A_3-Signale ebensogut, ja sogar störungsfreier mit dem Produktdetektor aufnehmen lassen.

Vielfach werden zur Demodulation der SSB-Signale auch Mehrgitter-Mischröhren verwendet [26]. Bild 57 zeigt eine erprobte Schaltung mit der Röhre EH 90. Die Mischung des SSB-Signals

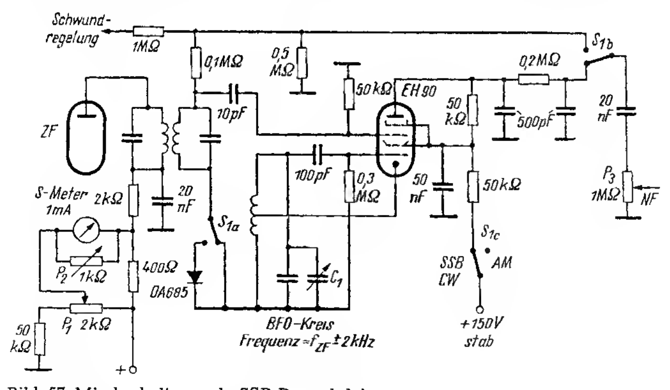


Bild 57 Mischschaltung als SSB-Demodulator

und des Hilfsträgers erfolgt in der EH 90 durch Steuerung des Katodenstroms über die Gitter 1 und 3. Die Hilfsfrequenz wird zwischen Gitter 1 und Katode der Mischröhre erzeugt. Natürlich kann man auch eine getrennte Oszillatorröhre verwenden. Dann muß die BFO-Frequenz mit etwa 5 V am Gitter 1 der EH 90 eingekoppelt werden. Außerdem muß die Röhre eine Katodenkombination, bestehend aus einem Widerstand von 500 Ohm und einem Kondensator von 20 nF, erhalten.

Der BFO ist für die im Empfänger vorhandene Zwischenfrequenz zu bemessen. Mit dem kleinen Drehkondensator C_1 soll die BFO-Frequenz um etwa $\pm$ 2 kHz variabel sein.

In der Schaltung nach Bild 57 gestattet der Schalter S_1 die Umschaltung auf Diodengleichrichtung. Diese wird in recht einfacher Weise mit der Diode OA 685 vorgenommen. Gleichzeitig erzeugt diese Diode die Schwundregelspannung. Bei Demodulation durch die EH 90 ist die Schwundregelleitung auf Masse gelegt. Die in der Schaltung ebenfalls eingezeichnete S-Meterschaltung wirkt nur dann, wenn der Schwundausgleich arbeitet. Natürlich muß die ZF-Verstärkerröhre, in deren Anodenkreis das S-Meter in einer Brückenschaltung liegt, schwundgeregelt sein.

Zweiseitenbandsignale mit unterdrücktem Träger (DSB) werden in gleicher Weise wie SSB-Signale empfangen und demoduliert. Wenn man keinen besonders frequenzstabilen, sehr trennscharfen Empfänger mit steilflankiger Durchlaßkurve besitzt, wird man feststellen müssen, daß die Einstellung auf das DSB-Signal außerordentlich kritisch ist. Nur mit Mühe gelingt es, das DSB-Signal einigermaßen verzerrungsfrei aufzunehmen. Diese Erscheinung läßt sich leicht erklären, da beide Seitenbänder aufgenommen und mit der BFO-Frequenz überlagert werden. Liegt die eingestellte Überlagererfrequenz ganz genau in der Mitte zwischen oberem und unterem Seitenband, entspricht sie also exakt dem unterdrückten Träger, so erzeugen beide Seitenbänder die gleichen Überlagerungsfrequenzen (Niederfrequenz). Ist das aber nicht der Fall, bildet jede Frequenz der Seitenbänder 2 verschiedene Überlagerungstöne. Der Kammerton „a“ mit 440 Hz beispielsweise würde bei einer Verstimmung des BFO um nur 20 Hz gleichzeitig mit 420 Hz und 460 Hz erscheinen. Im Fall der Sprachmodulation käme es zu so zahlreichen unharmonischen Kombinationsfrequenzen, daß von einer Verständlichkeit der aufgenommenen Sendung keine Rede mehr sein kann. Während also beim SSB-Empfang

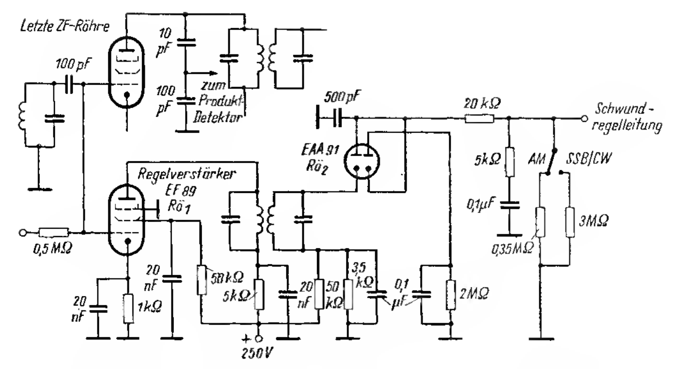


Bild 58 Regelspannungsverstärker und Gleichrichter zur Erzeugung einer automatischen Regelspannung für SSB-, CW- und AM-Empfang

eine geringe Verstimmung des BFO lediglich eine Frequenzverschiebung des NF-Spektrums zur Folge hat, erscheinen DSB-Sendungen so verzerrt, daß eine Aufnahme des Nachrichteninhalts unmöglich ist. Günstiger liegen die Verhältnisse natürlich, wenn man einen trennscharfen Empfänger benutzt, so daß nur eines der Seitenbänder hindurchgelassen wird. Dann unterscheidet sich das DSB-Signal nicht von einem SSB-Signal.

Zum Abschluß der Betrachtungen über den Empfang einseitenbandmodulierter Sendungen sei noch eine Schaltung angeführt, die den Gebrauchswert des Empfängers verbessert. Es handelt sich um eine Schaltung zur Erzeugung der Schwundregelspannung, die auch bei der Verwendung des Produktdetektors wirksam bleibt. Vor der letzten ZF-Verstärkerröhre (Bild 58) wird ein Teil der ZF-Spannung abgegriffen und einem Regelspannungsverstärker zugeleitet (Rö 1). Die verstärkte Spannung gelangt über ein Bandfilter an Rö 2, eine EAA 91. Das rechte Diodensystem dieser Röhre dient als Clipper und hat die Aufgabe, kurzandauernde starke Störimpulse, die die automatische Verstärkungsregelung des Empfängers beeinflussen würden, unschädlich beziehungsweise unwirksam zu machen. Das linke Diodensystem arbeitet in herkömmlicher Weise als Gleichrichter. Mit dem Schalter S kann die Zeitkonstante des Schwundausgleiches umgeschaltet werden. Bei CW- und SSB-Empfang ist sie groß. Die Größe der Regelspannung wird dann durch die mittlere Signalstärke des empfangenen Senders be-

stimmt. Bei zu kleiner Zeitkonstante würde zwischen den Morsezeichen beziehungsweise in den Wortpausen einer SSB-Sendung die Verstärkung des Empfängers aufregeln, so daß unerwünschte Stör- und Nebengeräusche hörbar werden.
Es sei noch erwähnt, daß man in der Fachliteratur eine Vielzahl weiterer Schaltungen finden kann, die die Eigenschaften der Empfangseinrichtungen für den SSB-Betrieb verbessern sollen. So verwendet man beispielsweise Filterschaltungen, die das Ausblenden einer Störfrequenz gestatten, die sich als Pfeifton äußert. Diese Schaltungen sind unter den Bezeichnungen „Selektoject", „Q-Multiplier" oder „Tee-Notch-Filter" bekannt geworden.
Auf eine Darstellung spezieller Empfängerprobleme muß jedoch im Rahmen dieses Büchleins verzichtet werden.

8. Die Störfestigkeit von SSB-Verbindungen

Beim Übergang von der gewöhnlichen Amplitudenmodulation zur Einseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger ergeben sich, wie aus den vorstehenden Kapiteln hervorgeht, die folgenden wesentlichen Vorteile.

— Bei gleicher Nennleistung der Sender steigt wegen des hohen Nutzwirkungsgrads der SSB die Empfangsfeldstärke.
— Wegen der kleineren notwendigen Bandbreite, die gleich der NF-Bandbreite ist, verbessert sich empfangsseitig das Signal-Rauschverhältnis.
— Auf den engbesetzten Bändern würde bei genereller Einführung der Einseitenbandmodulation die bekannte Interferenzstörung der starken Träger entfallen.
— Da nur ein Seitenband ausgestrahlt und die fehlende Trägerfrequenz am Empfangsort künstlich wieder hergestellt wird, werden die durch selektiven Schwund des Trägers und durch Phasenänderungen zwischen Träger und Seitenband bedingten nichtlinearen Verzerrungen vermieden.

Im einzelnen resultiert daraus für SSB-Telefonieverbindungen unter Störbedingungen eine größere Störfestigkeit gegenüber anderen Modulationsarten.
Diese Verhältnisse sollen für die einzelnen Störungsarten etwas genauer untersucht werden. Nach dem Charakter der Störungen ist es möglich, diese in sinusförmige, Rausch- und Impulsstörungen einzuteilen.
Sinusförmige Störungen liegen vor, wenn im Spektrum ausgeprägte diskrete Komponenten vorhanden sind. Das charakteristische Beispiel für eine sinusförmige Störung ist der Träger eines fremden AM-Senders.
Rausch- und Impulsstörungen haben im Unterschied zu Sinusstörungen ein kompliziertes Spektrum ohne klar ausgeprägte Frequenzkomponenten. Impulsstörungen bestehen aus Einzelimpulsen oder Impulsfolgen mit mehr oder weniger unterschiedlicher Impulsfolgefrequenz. Zu diesen sind im wesentlichen Industrie-, KFZ- und atmosphärische Störungen zu rechnen.
Rauschstörungen unterscheiden sich von Impulsstörungen

durch eine große Anzahl chaotischer Impulse, die im gesamten interessierenden Spektrum einen etwa gleichmäßigen Störpegel hervorrufen. Sie sind ebenfalls atmosphärischen Ursprungs und addieren sich zu dem Eigenrauschen des Empfängers. Oft findet man die einzelnen Störungsformen gleichzeitig vor.

Betrachten wir die Störfestigkeit des SSB-Empfangs bei sinusförmigen Störungen im Vergleich zur Störfestigkeit von AM- und FM-Verbindungen. Hierzu einige Vorbemerkungen zur senderseitigen Aufbereitung des NF-Signals, die zur besseren Wirtschaftlichkeit bei allen Modulationsarten für Sprachübertragung vorgenommen wird. Die Sprache nimmt nicht den gesamten hörbaren Bereich von 16—16000 Hz ein; für eine einwandfreie Sprachübertragung genügt sogar ein schmales Frequenzband von etwa 300—2500 Hz. Die Höhen- und Tiefenbeschneidung hat zur Erhaltung der Klangfarbe dabei so zu erfolgen, daß von der Mittelfrequenz von etwa 800 Hz nach oben und unten gleichviel Oktaven vorhanden sind, die Mittelfrequenz also das geometrische Mittel darstellt;

$$f_m = \sqrt{f_o \cdot f_u}. \qquad (10)$$

Die unvermeidlichen Lautstärkeschwankungen während der Mikrofonbesprechung würden wegen der Gefahr des Übersteuerns nur einen kleinen Ausnutzungsgrad der Sender zulassen. Es wird deshalb eine automatische Pegelkonstanthaltung der Modulationsamplitude oder eine einfache Modulationsbegrenzung vorgenommen, die eine ständige Vollaussteuerung erlaubt.

Die Wirkung sinusförmiger Störungen ist am größten, wenn der Fremdsender genau im Seitenband des SSB-Signals liegt. Dieser Fall tritt aber wegen der kleinen HF-Bandbreite des Nutzsignals, die gleich der NF-Bandbreite ist, relativ selten auf. Für den öfter vorkommenden Fall, daß der AM-Störsender außerhalb des Bandes liegt, den das SSB-Signal einnimmt (die ZF-Durchlaßbandbreite ist gewöhnlich breiter als die für das SSB-Signal benötigte Bandbreite), ist sein Einfluß bedeutend geringer als bei AM-Empfängern. An den Demodulator gelangen dann entsprechend Bild 59a außer dem Einseitenbandsignal und dem im Empfänger zugesetzten starken Hilfsträger folgende Kombinationen:

a) Hilfsträger und SSB-Signal;
b) Hilfsträger und Seitenbänder des Störsenders;

c) Träger des Störsenders mit seinen Seitenbändern;
d) Störträger und SSB-Signal;
e) SSB-Signal mit beiden AM-Störsenderseitenbändern.

Wird zunächst Diodendemodulation vorausgesetzt, ergibt die entsprechende Differenzbildung

a) ein niederfrequentes Nutzsignal;
b) Komponenten hoher NF-Frequenzen, die leicht mittels NF-Tiefpaß ausgefiltert werden können;
c) ein schwaches niederfrequentes Störsignal aus der direkten Modulation des Störers;
d) einen hohen Störton, der ausgefiltert werden kann;
e) äußerst schwache Störkomponenten im oberen NF-Bereich.

Auf diese Weise erlangen bei Verwendung von Tiefpässen im NF-Verstärker aus den vielfachen Störmöglichkeiten nur die Komponenten aus der direkten Demodulation des AM-Störsenders Bedeutung. Die Wirkung dieser direkten Demodulation des Störsenders wird nun im Gegensatz zu AM-Empfängern durch einen vorhandenen starken Hilfsträger abgeschwächt. Für das Verhältnis der Demodulationsspannungen gilt:

$$\frac{U_{St}}{U_N} = \frac{1}{2}\frac{m_{St}}{m_N}\left(\frac{U_{TSt}}{U_{TN}}\right)^2. \qquad (11)$$

Dabei beziehen sich die Indizes St beziehungsweise N auf den Störsender und auf den Nutzsender. U sind die demodulierten NF-Signale; m die Modulationsgrade; U_T die Trägeramplituden. Trägerzusatz wirkt also selektionssteigernd, da die Nutzausgangsspannung quadratisch mit der Trägeramplitude steigt, aber mit kleiner werdendem Modulationsgrad (der sich bei SSB-Empfang am Demodulator bei Hinzutreten des Hilfsträgers einstellt) nur linear absinkt, so daß eine linear mit der Hilfsträgeramplitude wachsende Unterdrückung der direkten

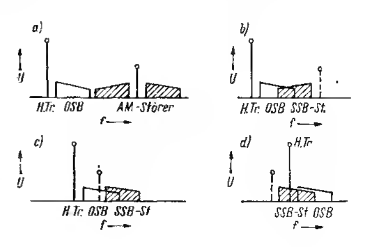


Bild 59
Verschiedene Lagen von Nutzsignal und Störer-H. Tr. = Hilfsträger; OSB = Nutzsignal, hier oberes Seitenband; SSB. St. = Einseitenbandstörer.
a) AM-Störer außerhalb des Nutzsignals, b) inverse Lage von Nutz- und Störsignal, c) SSB-Störer an oberer Bandgrenze, d) SSB-Störer an unterer Bandgrenze

Demodulation des Störsenders übrigbleibt. Eine weitere Verbesserung der Störunterdrückung ergibt sich, wenn an Stelle der Diodengleichrichtung die Demodulation durch Frequenzumsetzung mittels Balance- beziehungsweise Ringmodulatoren oder durch multiplikative Doppelsteuerung (Produktdetektor) vorgenommen wird. Der theoretisch unendlichen Selektion zwischen Stör- und Nutzsignal sind nur durch die praktischen Unsymmetrien der Brückenschaltungen beziehungsweise durch die Nichtlinearität der Steuerkennlinie in der multiplikativen Mischsteuerstufe Grenzen gesetzt.

Unter der Voraussetzung, daß der Störer nicht genau in der Signalbandbreite liegt, ergibt sich aus einer zusätzlichen Filterselektion im NF-Teil eine erhebliche Steigerung der wirksamen Selektion des Empfängers. Das ist bei üblicher Diodendemodulation von Nutz- und Störsignal nicht möglich, da dort der Modulationsinhalt des Störsignals am Eingang des NF-Verstärkers bereits in der NF-Lage erscheint.

Ein großer Teil dessen, was über den Einfluß eines AM-Störers gesagt wurde, bezieht sich auch auf das Einseitenbandsignal einer fremden SSB-Station. Der Unterschied ist darauf beschränkt, daß sogar bei einfachen Diodendemodulatorschaltungen die direkte Gleichrichtung der Einseitenbandstörung mit unterdrücktem Träger keine lesbare Demodulation ergibt. Auch mit ausgestrahltem Trägeranteil als Pilotsignal führt die Demodulation des Störers unter dem Einfluß des starken Zusatzträgers im Empfänger nur zu stark verzerrter Wiedergabe. Eine unleserliche Störung wird nicht so störend empfunden als eine lesbare, da sie die Aufmerksamkeit des Funkers weniger ablenkt. Diese Eigenschaft macht gegenseitige Einseitenbandstörungen weniger gefährlich als AM-Störungen, selbst wenn sie das Spektrum des Nutzsignals teilweise überdecken.

Die Störung ist nicht zu erkennen, wenn die Seitenbänder des Nutz- und des Störsignals wie in Bild 59b invers angeordnet sind. Im Fall c ist sie unlesbar, wenn der Abstand der Träger $\geqq$ 1 kHz beträgt. Die Ursache für die Zerstörung der Lesbarkeit besteht in der übermäßig großen Verschiebung aller Frequenzkomponenten des NF-Störsignals in der Größe des Trägerabstands. Dadurch liegen Grund- und Oberwellen, aus denen sich die einzelnen Töne der Sprache zusammensetzen, nach der Demodulation unharmonisch zueinander und in der Frequenzlage um den Trägerabstand verfälscht. Liegt das Störspektrum auf der Tiefenbandbreite (Bild 59d), also der Zusatzträger im

Störspektrum, folgt ebenfalls eine unlesbare Demodulation, außerdem werden am Detektorausgang ausfilterbare niederfrequente Störkomponenten (0 bis 300 Hz) konzentriert.
Bei Empfang von SSB-Signalen wird das Übersprechen als Folge der Kreuzmodulation abgeschwächt [31]. Gelangen gleichzeitig ein AM-Nutzsignal und eine starke AM-Störung auf ein nichtlineares Schaltelement, dann tritt Kreuzmodulation auf. Dabei übernimmt der Nutzträger die Störung; diese liegt mit in den Seitenbändern und kann durch keine Filter in den folgenden Stufen beseitigt werden. Der Modulationsgrad der Kreuzmodulation sei mit m_K bezeichnet. Er hängt vom Charakter des nichtlinearen Elements ab und ist dem Modulationsgrad des Störsenders m_{St} und dem Quadrat der Störspannung am Eingang des nichtlinearen Elements proportional,

$$m_K = K \cdot m_{St} \cdot U_{St}^2, \quad (12)$$

wobei der Koeffizient K den Einfluß des nichtlinearen Elements, zum Beispiel die Arbeitspunktlage einer HF-Verstärkerröhre, erfaßt. Die Amplitude der gebildeten Seitenbandstörung ist wie bei jeder AM der Nutzträgerspannung U_T proportional und ergibt sich zu

$$U_{St\,SB} = \frac{m_K}{2} \cdot U_T. \quad (13)$$

Bei SSB ist der Träger unterdrückt beziehungsweise zum Pilotton abgeschwächt. Erfolgt eine Trägerabschwächung um den Faktor a, so verringert sich auch die Amplitude der beiden Störseitenbänder um den Faktor a. Das beweist den geringen Einfluß der Kreuzmodulation auf die SSB-Verbindungen. Die Kreuzmodulation unter dem Einfluß einer zweiten starken SSB-Station führt zu unlesbaren Störgeräuschen und ist deshalb weniger gefährlich als der eben behandelte Fall.
Beim Vergleich mit frequenzmodulierten Systemen ist die Einseitenbandmodulation bei sinusförmigen Störungen durch Fremdsender ebenfalls weniger störanfällig. Allgemein wird bekannt sein, daß bei Verwendung der Frequenzmodulation Empfangsverbesserung durch Abschwächung der Störungen eintritt, wenn der Nutzpegel den Störpegel überschreitet. Der Gewinn des Nutz-Störspannungsverhältnisses ist nach der Theorie der FM dem Modulationsindex m_i proportional. Im entgegengesetzten Fall unterdrückt die Störung das Nutzsignal. Empfang ist damit nur möglich, wenn der Nutzsignalpegel einen gewissen Schwellwert überschreitet, dessen Größe

von der Intensität der Störung abhängt. Für FM-Rundfunkstationen, die mit vielen kW arbeiten, leiten sich daraus im Bereich der quasioptischen Ausbreitungsverhältnisse, unter denen das Nutzsignal stets größer als ein Fremdstörer auftritt, gute Empfangsverhältnisse ab. Arbeiten mehrere solcher Stationen im selben Raum, dann sind ihre Frequenzen so ausgewählt, daß sie die Möglichkeit einer gegenseitigen Störung ausschließen. Bei militärischen Nachrichtenverbindungen jedoch liegen die Verhältnisse wesentlich schlechter. Auf begrenztem Gebiet arbeiten viele Stationen mit kleiner Senderleistung, oft unter den Bedingungen beabsichtigter Störung.
Daher werden Schmalband-FM-Modulationssysteme mit einem Modulationsindex $m_i = 1$ bis 2,5 und einer Empfängerbandbreite von einigen 10 Hz benutzt. Bei Hörrundfunk dagegen ist es vorteilhaft, Breitbandmodulation ($m_i = 5$ bis 15) und entsprechend breitbandige Empfänger zu verwenden. Bei üblichen Einseitenbandempfängern enthält das Verstärkersystem keinen der für FM-Empfänger typischen Amplitudenbegrenzer. Es tritt deshalb kein Schwellwerteffekt auf. Die Amplitude der sinusförmigen Störung kann bedeutend größer sein als die Amplitude des SSB-Signals. Dies führt nicht zu einer zusätzlichen Abschwächung des Nutz-Störverhältnisses, solange noch keine Stufe übersteuert wird. Daraus folgt, daß SSB-Empfang noch unter solch schlechten Empfangsverhältnissen möglich ist, bei denen FM-Empfang ausscheidet.
Betrachten wir jetzt die Störfestigkeit bei Rausch- und Impulsstörungen. Es ist üblich, die Störfestigkeit unter Berücksichtigung des Rauschens nach dem Signal-Rauschverhältnis am Ausgang des Empfängers zu bewerten. Um eine eindeutige Entscheidung über die Störsicherheit bei AM, FM und SSB unter Rauschstörungen treffen zu können, vereinbaren wir folgendes: Der Vergleich wird für eine sinusförmige Modulation bei gleicher Spitzenspannung des Senders U_{max}, gleicher Entfernung und konstanter spezifischer Störleistung (W/Hz) am Eingang des Empfängers geführt. Wir beginnen mit dem Vergleich AM-SSB. Aus der Momentanwertgleichung einer amplitudenmodulierten Schwingung

$$U_{(t)} = U_T(1 + m \cos \omega_N t) \cos \omega_H t \qquad (14)$$

folgt für die maximale im Antennenkreis erzeugte Spannung

$$U_{max} = U_T(1 + m) = U_T + m \cdot U_T , \qquad (15)$$

wobei $m \cdot U_T$ die Amplitude der Hüllkurve darstellt. Berück-

sichtigt man, daß die Empfangsfeldstärke proportional der Spannung im Antennenkreis ist, so ergibt sich, da die NF aus der Hüllkurve gewonnen wird, am Ausgang des Empfängers für die NF-Spannung

$$U_{N_{AM}} = C \cdot m \cdot U_T; \tag{16}$$

C = Proportionalitätsfaktor.

Bei SSB bestimmt die Amplitude U_{max} des Einseitenbandsignals die Eingangsspannung. Aus diesem Grunde wird die Empfangsausgangsspannung

$$U_{N_{SSB}} = C \cdot U_{max} \cdot \tag{17}$$

Die größte Ausgangsspannung am Demodulator erhält man für AM mit m = 1. Hierbei wird nach (15) die Amplitude der Hüllkurve genauso groß wie die Trägeramplitude, und man erhält ihren Maximalwert zu

$$m \cdot U_{Tmax} = \frac{U_{max}}{2} \tag{18}$$

und demzufolge für die maximale Ausgangsspannung

$$U_{Nmax\,AM} = C \frac{U_{max}}{2}. \tag{19}$$

Diese einfachen Beziehungen zeigen, daß man beim Übergang von AM zu SSB durch bessere Ausnutzung der Senderenergie einen Spannungsgewinn des Nutzsignals am Ausgang des Empfängers von 2, oder was dasselbe ist, 6 dB erhält. Nutzt man außerdem den Umstand, daß die Bandbreite bei Einseitenbandtelefonie ungefähr halb so groß ist wie die Bandbreite bei Zweiseitenbandtelefonie, so kann die Bandbreite des Empfängers um denselben Betrag eingeengt werden. Dadurch sinkt die Störleistung ebenfalls um den Faktor 2 und die Störspannung um 2 beziehungsweise 3 dB. Außer den hierbei insgesamt gewonnenen 9 dB weisen einige Autoren [31, 32] auf einen zusätzlichen Gewinn von 3 dB hin. Bei Weitverbindungen im Kurzwellenbereich wird mit Zweiseitenbandempfang infolge der unvermeidlichen Phasenverschiebungen zwischen Träger und Seitenfrequenzen die Empfangsfeldstärke im Mittel um 3 dB gegenüber idealer Phasenlage herabgesetzt. Einseitenbanddemodulatoren mit Zusatzträger sind dagegen unempfindlich für Phasenänderungen. Somit ergibt sich beim Übergang von AM zu SSB ein Gesamtgewinn von 9 bis 12 dB, was durch praktische Messungen bestätigt wurde. Während dieser Unter-

suchung blieb die äußerst unangenehme Erscheinung des selektiven Schwundes bei AM noch unberücksichtigt. Kommt es wegen der durch Mehrwegeausbreitung bedingten Interferenz zu einer selektiven Schwächung oder Auslöschung des Trägers, so entstehen auf Grund der Gleichrichtung durch Differenzbildung der beiden Seitenbänder starke Verzerrungen, und die Modulation wird unlesbar. Diese Erscheinung tritt bei der Einseitenbandmodulation wegen des empfangsseitig zugesetzten Trägers nicht auf.

Bei der Frequenzmodulation kann der Sender ständig mit der Oberstrichleistung gefahren werden. Entsprechend der besseren Energieausnutzung ergibt sich gegenüber der AM etwa derselbe Gewinn wie im SSB-Betrieb (starke Amplitudenbegrenzung des SSB-Signals vorausgesetzt).

Das FM-Signal nimmt jedoch eine größere Bandbreite gegenüber dem SSB-Signal ein. Erfaßt man alle Komponenten des Spektrums, deren Amplituden größer als 10% der Amplitude des nicht modulierten Trägers sind, ergibt sich für die Bandbreite näherungsweise

$$b = 2 \cdot f_{n_{max}} (1 + m_i). \qquad (20)$$

Gegenüber der Einseitenbandbreite von $b = f_{n_{max}}$ erhält man damit eine Erhöhung um den Faktor $2 \cdot (1 + m_i)$.

Die dementsprechend breitbandigeren Empfänger erzeugen daher am Eingang des Begrenzers einen wesentlich größeren Rauschpegel, der als Schwellwert von der Signalspannung an derselben Stelle überschritten werden muß, um den Empfang noch zu ermöglichen.

Ist der Nutzpegel am Eingang des Begrenzers um einige Male größer als der Störpegel, verbessert sich das Signal-Rauschverhältnis spannungsmäßig am Ausgang des Empfängers um den Faktor [31]

$$m_i \sqrt{3 m_i} \cdot \qquad (21)$$

Beim Empfang von Einseitenbandsignalen verändert sich das Signal-Rauschverhältnis nicht. Wegen des Fehlens eines Schwellwerteffekts ist SSB-Empfang bei größerem Rauschpegel eher möglich als mit FM.

Die Störsicherheit des Einseitenbandempfangs mit impulsförmigen Störungen wird im wesentlichen gleich der des AM-Empfangs sein. Dank der Amplitudenbegrenzer ist der FM-Empfang gegen Impulsstörungen weniger anfällig als AM- und gewöhnlicher SSB-Empfang. Im SSB-Betrieb verzichtet

man wegen der angeführten Nachteile eines Schwellwerts bei starken Sinus- und Rauschstörungen auf Begrenzer. Es läßt sich jedoch die Möglichkeit vorsehen, für ausgesprochene Impulsstörungen eine zusätzliche Amplitudenbegrenzung einzuschalten.

Zusammenfassend kann man feststellen:

Für hohe Anforderungen an die Übertragungsqualität, die ein großes Nutz-Störspannungsverhältnis erfordert, ist die Breitbandfrequenzmodulation in bezug auf Spitzenleistung und Störanfälligkeit im Vorteil. Bei geringeren Anforderungen, einer Silbenverständlichkeit $\leq 70\%$ verschieben sich die Vorteile zugunsten der SSB. Sie ist charakterisiert durch eine bessere Ausnutzung der Senderleistung bezüglich AM, kleinere Bandbreite und größere Störfestigkeit für AM und Schmalband-FM unter starken externen Störungen. Diese Eigenschaften verleihen der Einseitenbandmodulation in kommerziellen Diensten und Amateurkreisen wachsende Bedeutung.

9. Literaturverzeichnis

[1] funkamateur, Jahrgänge 1961 und 1962, Berlin

[2] radio und fernsehen, Jahrgänge 1961 und 1962, Berlin

[3] Funktechnik, Jahrgänge 1959 bis 1962, Berlin

[4] Funkschau, Jahrgänge 1960 bis 1962, München

[5] Das DL-QTC, Jahrgänge 1951, 1956 bis 1962, Gerlingen bei Stuttgart

[6] Single-Sideband for the Radio-Amateur, Copyright 1958 by the american radio relay league, inc.

[7] New Sideband Handbook by Don Stoner, W6TNS, New York

[8] Alfke, DL 1 VR, Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger, DL-QTC 7/58

[9] Fuhrmann, DJ 1 PL, Einseitenbandsender nach der Filtermethode, DL-QTC 2/58

[10] Peuckert, DL 7 AP, Ein SSB-Filtersender mit VXO, DL-QTC 12/60

[11] Koch, DL 1 HM, Einfacher SSB-Sender nach der Filtermethode, DL-QTC 7/62

[12] Schloßhauer, DJ 4 WN, 2-Watt-SSB-Filtersteuersender, DL-QTC 10/61

[13] Barthel, DJ 1 HC, Die Einseitenbandmodulation, Funktechnik Heft 13/1958

[14] Bigler, W6TEU, A Sideband-Package, QST, June 1958

[15] Funktechnik, Heft 4/1958

[16] Spillner, DJ 2 KY, Studien über einen SSB-Exciter nach der Filtermethode, DL-QTC 8/1961

[17] Vitale, W2EWL, Cheap and Easy SSB, QST, March 1956

[18] Spillner, DJ 2 KY, Studien über einen Phasenexciter, DL-QTC 11, 12/1961

[19] Alfke, DL 1 VR, Einseitenband ganz einfach, Funktechnik 14/59

[20] Wright, The Third Method of SSB, QST, September 1957

[21] Alfke, Ein neuer Einseitenbandmodulatoı, Funktechnik 6/1958

[22] Koch, DL 1 HM, Einfacher SSB-Sender nach der Filtermethode, DL-QTC 7/62

[23] Radio, Hefte 8,9,10/1961 und 2/1962

[24] Morgenstern, DJ 1 VA, Selektivität und Demodulation im Einseitenband-empfänger, DL-QTC 5/1958

[25] Richter, DM 2 ANL, Empfangsverbesserung durch Produktdetektor, funk-amateur 2/1961

[26] 14-Kreis-8-Röhren-Doppelsuperhet „Torodyn II“, Funktechnik 18/61

[27] Norgaard, Practical SSB Reception, QST 7/1948.

[28] DM 2 AEO, Einseitenbandtechnik, radio und fernsehen 6/1958

[29] Wersunow-Lobanow-Semenow, Odnopolosnaja Moduljazija, Moskau 1962

[30] Empfang gestörter AM-Sendungen, Mitteilung Rohde-Schwarz, DK 621.396.62:621.376.2

[31] Anisimow, Odnopolosnaja Moduljazija

[32] Doluchanow, Die Ausbreitung von Funkwellen

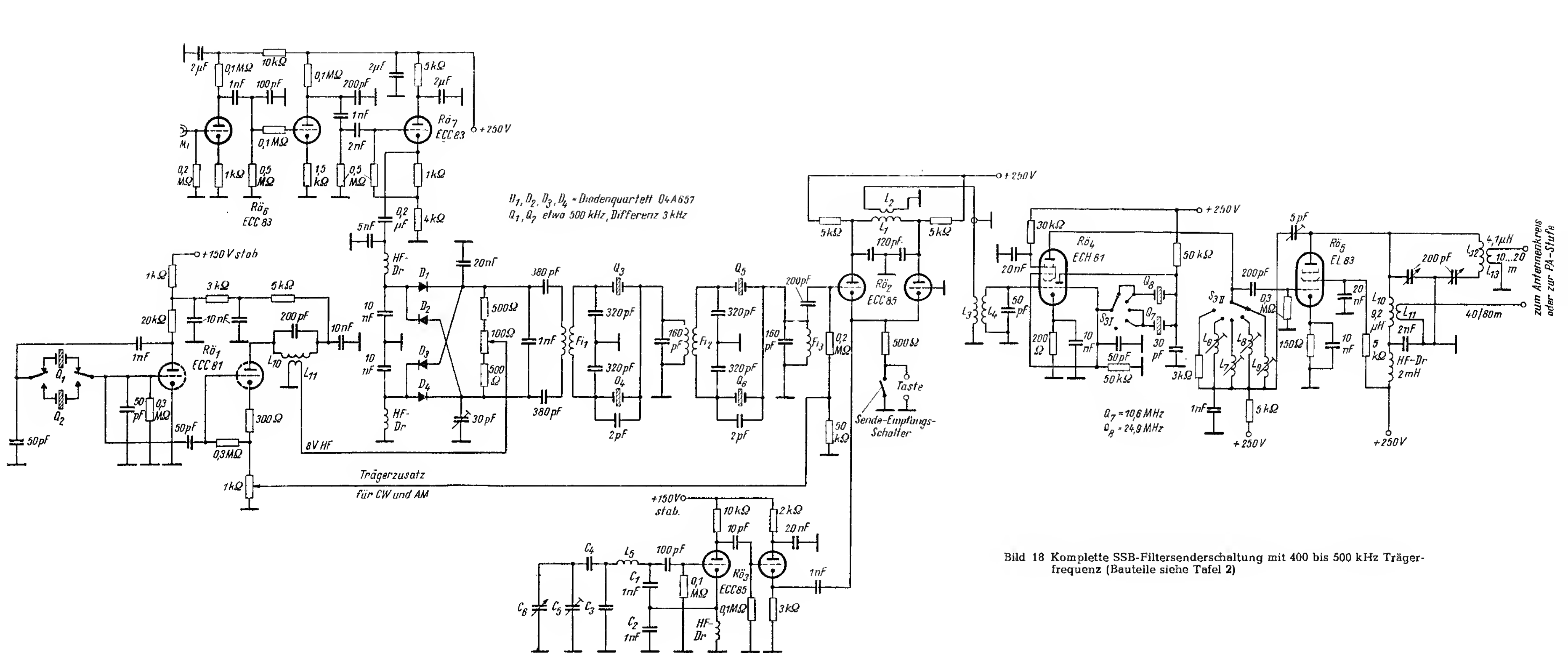


Bild 18 Komplette SSB-Filtersenderschaltung mit 400 bis 500 kHz Trägerfrequenz (Bauteile siehe Tafel 2)

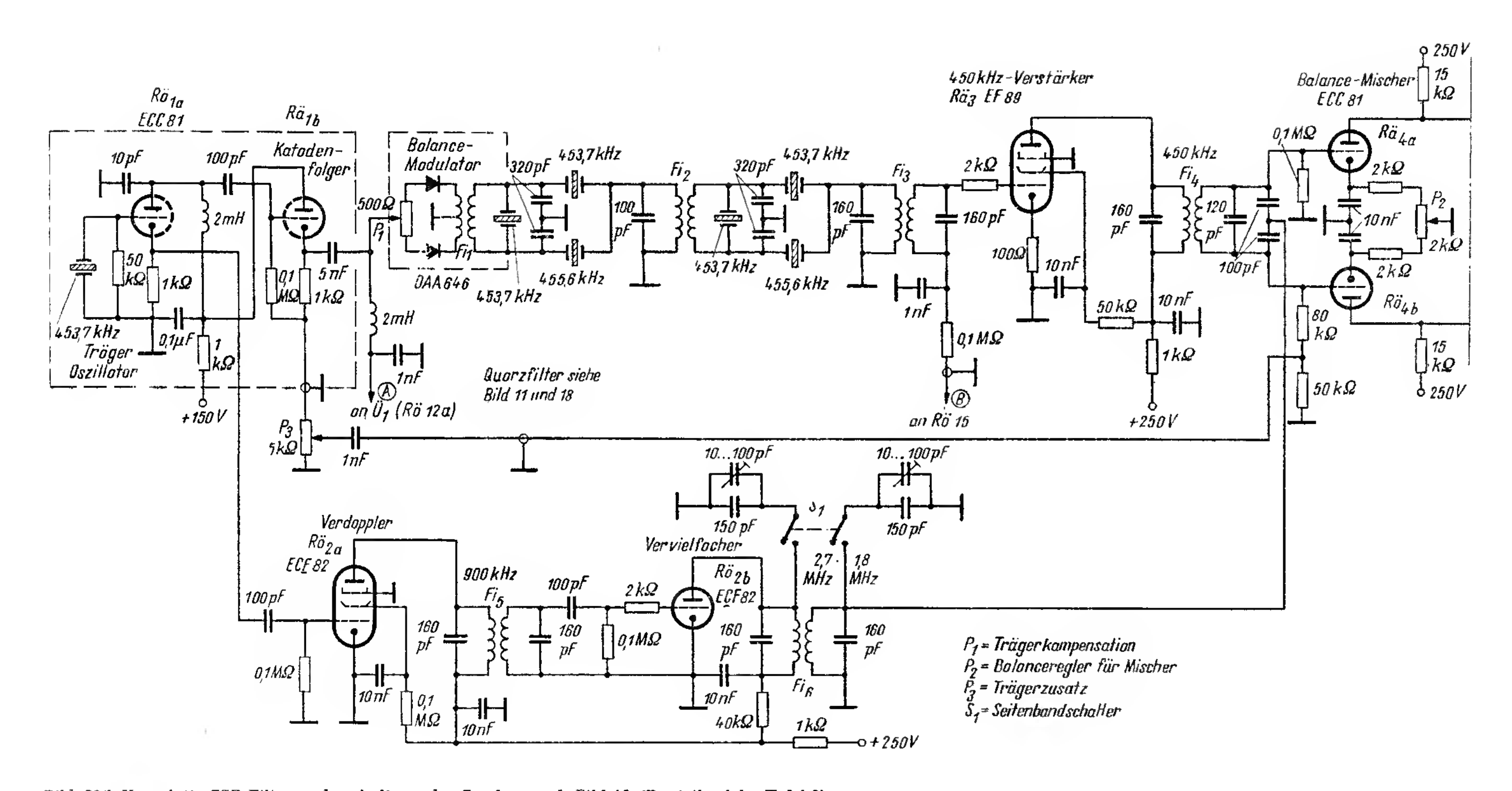


Bild 20/1 Komplette SSB-Filtersenderschaltung des Senders nach Bild 19 (Bauteile siehe Tafel 3)

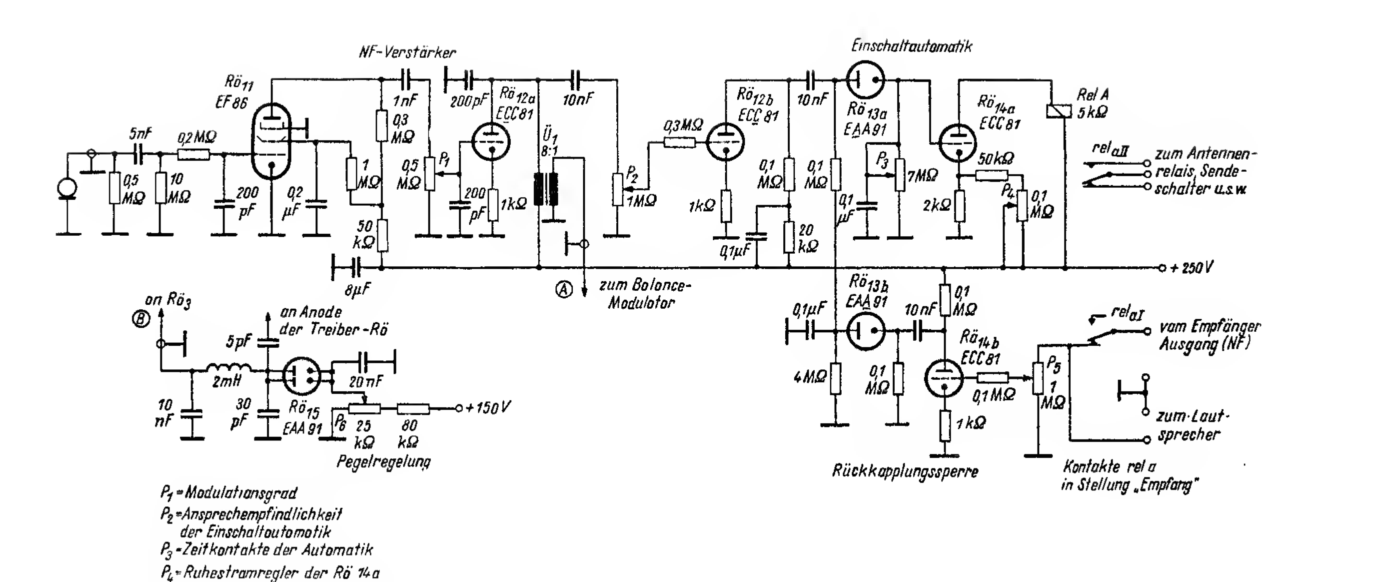


Bild 20/III (P_3 = Zeitkonstante statt Zeitkontakte)

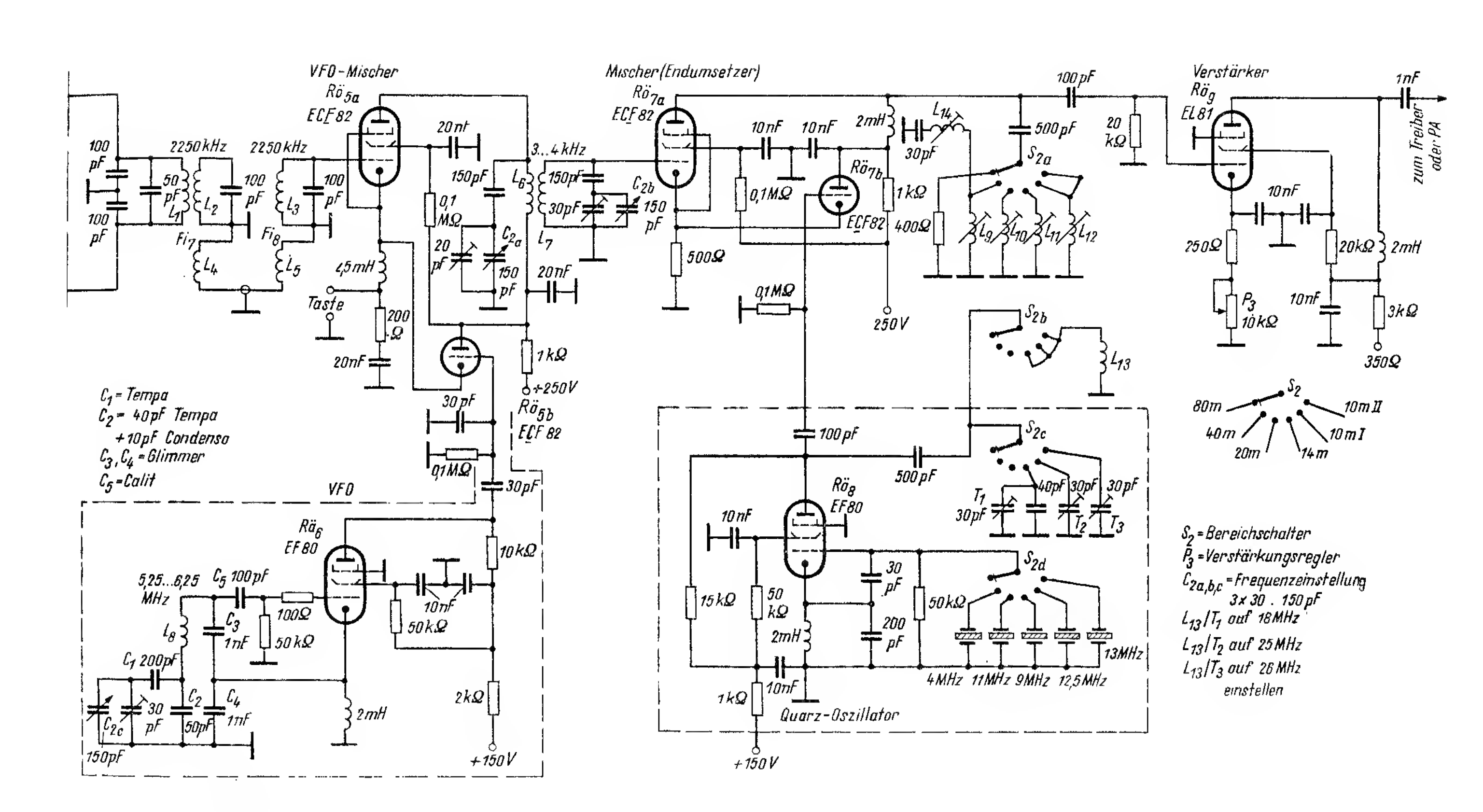

VFO-Mischer
Rö5a
ECF82
Mischer (Endumsetzer)
Rö7a
ECF82
Verstärker
Rö9
EL81
zum Treiber oder PA
Rö7b
ECF82
Rö5b
ECF 82
Taste
VFO
Rö6
EF80
Rö8
EF80
Quarz-Oszillator
C1 = Tempa
C2 = 40pF Tempa +10pF Condensa
C3, C4 = Glimmer
C5 = Calit
S2 = Bereichschalter
P3 = Verstärkungsregler
C2a,b,c = Frequenzeinstellung 3x30 . 150pF
L13/T1 auf 18MHz
L13/T2 auf 25MHz
L13/T3 auf 26MHz
einstellen
80m
40m
20m
14m
10m I
10m II
2250kHz
3...4kHz
5,25...6,25 MHz
4MHz
11MHz
9MHz
12,5MHz
13MHz
+250V
250V
+150V
350Ω

Bild 20/II



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG